

ВЛИЯНИЕ МОЩНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ НА ЭЛЕКТРОННЫЕ БЫТОВЫЕ ПРИБОРЫ

Борисов А. А., Старостенко В. В., Григорьев Е. В.,
Зуев С. А., Мазин А. С., Чурюмов Г. И., Унжаков Д. А.
Таврический национальный университет, кафедра радиопроизводства
проспект Вернадского, 4, Симферополь, 95007
e-mail: starostenko@crimea.com

Харьковский национальный университет радиоэлектроники, кафедра МЕРУ
проспект Ленина, 14, Харьков, 61166
e-mail: meru@kture.kharkov.ua

Аннотация – В работе приводятся и анализируются результаты экспериментальных исследований по воздействию импульсных электромагнитных полей на такие бытовые электронные приборы, как-то: электронные часы, калькуляторы, мобильные телефоны. Сбои в работе приборов данного класса и их вход из строя при воздействии полей обусловлен сбоями в работе и катастрофическим отказом управляющих микросхем.

I. Введение

В последнее время большое внимание уделяется вопросам безотказной работы управляющей аппаратуры бытовых приборов и устройств при воздействии внешних электромагнитных полей [1]. Как правило, работоспособность управляющей аппаратуры определяется микросхемами, микроконтроллерами и микропроцессорами и их реакцией на воздействие внешних полей. В работах [2–5] рассматривается воздействие импульсных электромагнитных полей (ИЭМП) на интегральные микросхемы (ИМС). Пороговые значения напряженности электрической компоненты воздействующих полей, при которых начинаются деградационные явления в микроструктурных элементах и катастрофический отказ ИМС, зависят как от характеристик импульсных электромагнитных полей (длительность импульсов, их скважность, форма импульсов, импульсная мощность, частота заполнения радиоимпульсов, время воздействия), так и от характеристик микросхем (толщина металлизации и планарных структур активных элементов, неоднородность МСЭ, технология изготовления), а также от совместной характеристики поля и ИМС - поляризационного фактора [2-5].

Основной целью данной работы являлось экспериментальное исследование воздействия импульсных электромагнитных полей на наиболее распространенные бытовые электронные приборы – электронные часы, калькуляторы, мобильные телефоны, выявление причин сбоев и выхода их из строя при воздействии данного внешнего фактора.

II. Экспериментальные исследования

Для проведения исследований по непосредственному воздействию импульсных электромагнитных полей на приборы с ЖКЭ была использована установка, которая включала в себя магнетрон МИ-387, аттенуатор и волноводную секцию. Счетчик в источнике питания магнетрона позволял задавать количество импульсов от 1 до 10^4 , либо задавать время работы магнетрона (до 30 минут). При экспериментальных исследованиях магнетронный генератор имел следующие выходные характеристики: частота заполнения - $f = 3,05$ ГГц, длительность импульсов - $\tau = 1$ мкс, скважность радиоимпульсов - $Q = 10^4$, период следования - $T_c = 0,01$ с, максимальная импульсная

мощность - $P_{и} = 20$ кВт, средняя мощность - $P \leq 2,3$ Вт, амплитудное значение напряженности электрического поля $E_{m \max} \leq 130$ кВ/м (в волноводном тракте при согласованной нагрузке). Воздействие ИЭМП на электронные приборы с жидкокристаллическими экранами (ЖКЭ) осуществлялось в свободном пространстве. Приборы с ЖКЭ размещались на расстоянии 5...7 см от открытого конца волновода сечением 34x72 мм, их положение фиксировалось в пенопластовом стенде. При исследованиях использовались 10 пар часов (одна пара производства минского часового завода, остальные – китайского производства), два калькулятора китайского производства и два мобильных телефона фирмы «Сименс». Основные исследования проводились на часах.

Из бесчисленного количества возможных взаимных ориентаций поля и приборов выбирались два наиболее характерных положения:

1) плоскость ЖКЭ и плоскость грани кристалла с микроструктурными элементами (МСЭ) микросхемы, управляющей работой ЖКЭ, параллельны вектору напряженности электрической компоненты электромагнитной волны и

2) плоскость ЖКЭ и плоскость кристалла грани с МСЭ микросхемы, управляющей работой ЖКЭ, перпендикулярны вектору напряженности электрической компоненты электромагнитной волны.

В таблицах 1 и 2 приведены данные по реакции приборов с ЖКЭ при воздействии ИЭМП.

Таблица 1

Table 1.

Мощность в импульсе (кВт)	Напряженность поля (кВ/м)	Кол-во импульсов	Реакция прибора
0,01	2,8	10000	нет сбоя
0,02	4	500	сбой
0,2	12	1	нет сбоя
0,2	12	100	сбой
2	40	10	сбой
20	130	1	сбой
20	130	10	вышел из строя

В таблице 1 приведены результаты экспериментальных исследований при воздействии ИЭМП на часы для случая, когда плоскость с ЖКЭ и управляющей ИМС с гранью с МСЭ параллельны вектору напряженности воздействующего поля, а в таблице 2 - перпендикулярны.

Экспериментальные исследования показали, что при воздействии ИЭМП на приборы с ЖКЭ, сбои в их работе обусловлены сбоями в работе управляющей микросхемы. При выходе исследуемых приборов из строя при воздействии ИЭМП жидкокристаллические

экраны не теряли своих свойств. Это можно объяснить тем, что входное сопротивление сегментов ЖКЭ намного больше входных сопротивлений управляющей ИМС.

Таблица 2
Table 2

Мощность в импульсе (кВт)	Напряженность поля (кВ/м)	Кол-во импульсов	Реакция прибора
0,2	12	10000	нет сбоя
0,63	23	1000	сбой
2	40	100	сбой
6,3	73	10	сбой
20	130	10	нет сбоя
20	130	50	сбой
20	130	5000	вышел из строя

Напряжение питания ЖКЭ – единицы вольт, потребляемая мощность порядка микроватт, следовательно, эквивалентное сопротивление ЖКЭ порядка мегом, что намного больше, чем входное сопротивление между полюсами микросхемы. Существенным фактором, влияющим на работу приборов с ЖКЭ при воздействии ИЭМП, является поляризационный фактор. Сбои в работе и выход приборов из строя при воздействии ИЭМП происходит при меньших значениях импульсной мощности и при меньшем количестве импульсов в том случае, когда ЖКЭ и грань ИМС с МСЭ параллельны вектору напряженности электрической компоненты воздействующего поля (таблицы 1, 2). В этом случае в наибольшей мере проявляется антенный эффект от воздействующего электромагнитного поля [8].

При воздействии ИЭМП на калькуляторы и мобильные телефоны имеют место те же закономерности, что и при воздействии на электронные часы. Сбои в работе этих приборов начинаются при более низких значениях импульсной мощности, что на наш взгляд объясняется значительными в сравнении с часами геометрическими размерами экранов, следовательно, и более высокими значениями приложенных за счет ИЭМП напряжений к управляющим микросхемам.

III. Выводы

Проведенные экспериментальные исследования позволяют сделать следующие выводы: 1) в приборах с ЖКЭ при воздействии на них ИЭМП сбои в работе и их выход из строя происходит за счет напряжений, прикладываемых с проводников и контактов ЖКЭ; дополнительное напряжение прикладывается к элементам ЖКЭ и выводам ИМС, однако входное сопротивление сегментов ЖКЭ намного больше входного сопротивления между полюсами управляющей ИМС, что и приводит к сбоям в работе приборов за счет сбоев в работе управляющих микросхем и выходу из строя приборов в целом; 2) пороговые значения полей, при которых начинаются сбои в работе электронных часов при воздействии ИЭМП показывают, что они в значительной степени зависят от поляризационного фактора, т.е. от взаимной ориентации поля и прибора.

IV. Список литературы

- [1] J. Atinone. Electrical Overstress Protection for Electronic Devices. - New York, 1986. - P. 387.
- [2] Старостенко В. В., Таран Е. П., Григорьев Е. В., Борисов А. А. Воздействие электромагнитных полей на интегральные микросхемы // Измерительная техника. – Москва. - 1998. - № 4. - С.65-67

- [3] Старостенко В. В., Григорьев Е. В., Малишевский С. В., Таран Е. П. Влияние поляризации электромагнитной волны на соотношение между волнами при воздействии на интегральные микросхемы // Радиоэлектроника и информатика. – 2002. - Вып. 129. - С.107 – 110.
- [4] Старостенко В. В., Григорьев Е. В., Малишевский С. В., Таран Е. П. Механизмы воздействия электромагнитных полей на интегральные микросхемы // Радиоэлектроника и информатика. – 2002. - Вып. 129. - С.107 – 110.
- [5] Старостенко В. В., Таран Е. П., Чурюмов Г. И., Зувев С. А., Ахрамович Л. Н. Влияние толщины металлизации на стойкость интегральных микросхем при воздействии электромагнитных полей // Прикладная радиоэлектроника. - Т.2, №1. – 2003. - С.88 – 92.
- [6] Магда И. И., Блудов С. Б. Исследование физических механизмов деградации изделий электронной техники в мощных электромагнитных полях // Материалы 3-й Крымской конференции «СВЧ-техника и спутниковый прием», г. Севастополь, 1993, т. 5, с. 523-526.

INFLUENCE OF POWERFUL PULSE ELECTROMAGNETIC FIELDS ON HOUSEHOLD DEVICES

Borisov A. A., Starostenko V. V., Grigor'ev E. V., Zuev S. A., Mazinov A. C., Churumov G. B., Unjakov D. A.
Tavric National University,
Department of Radiophysics and Electronics
4 Vernadsky Avenue, Simferopol, 95007, Ukraine
e-mail: starostenko@crimea.com
Kharkov National University
14 Lenin Avenue, 61166, Ukraine
e-mail: mepu@kture.kharkov.ua

Abstract – The results of experimental researches concerning influence of pulse electromagnetic fields upon household electronic devices are analyzed. Researches were carried out on a basis of electronic clocks, calculators, and mobile phones.

I. Experiment

Failures in the operation of given class devices and their breakage at influence of fields are caused by breach in functioning and catastrophic failure of control chips.

Two most typical positions of uncountable quantity of possible mutual orientations of a field and devices are as follows:

- 1) The plane of the screen and a plane of a side of a crystal with microstructural elements (MSE) of the microcircuit managing work LCS are parallel to a vector of intensity electric components of an electromagnetic wave,
- 2) Plane of LCS and a plane of a crystal of a side with MSE microcircuit to control operation of LCS are perpendicular to a vector of intensity electric components of an electromagnetic wave.

II. Conclusion

The carried out experimental researches allow drawing the following conclusions:

- 1) in devices with the liquid crystal screen under influence of PEMF the failures in operation and their failures occur due to the voltage put from conductors and contacts of liquid crystal screen; the additional voltage is applied to elements of liquid crystal screen and MC, however input resistance of segments liquid crystal screen is much more than input resistance between poles of managing MC, it results in failures in operation of devices due to failures in operation of managing microcircuits and to failure of devices in general,
- 2) threshold values of fields at which failures in operation of electronic clocks take place at influence PEMF show that they substantially depend on the polarizing factor, i.e. from mutual orientation of a field and the device.

ВЛИЯНИЕ ДИАФРАГМ РАЗЛИЧНОЙ ГЕОМЕТРИИ НА ФОРМИРОВАНИЕ СПЕКТРОВ ПЕРЕХОДНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СГУСТКОВ

Болотов В. Н., Кононенко С. И., Муратов В. И., Федорченко В. Д.

Харьковский национальный университет им. В. Н. Каразина, физико-технический факультет
пл. Свободы 4, Харьков, Украина, 61007
e-mail: bolotov@vl.kharkov.ua

Аннотация – В докладе описываются эксперименты по созданию электромагнитных импульсов (ЭМИ) с помощью нерелятивистских сгустков электронов, пролетающих через диафрагмы разных геометрий. Полученные экспериментальные результаты совпадают с выводами теории переходного излучения при пролете нерелятивистских заряженных частиц через проводящие экраны с отверстиями. Проведенные исследования могут быть использованы при создании устройств, для получения ЭМИ с управляемыми характеристиками, а также для построения теории переходного излучения с участием электродинамических структур сложных геометрий.

I. Введение

В настоящее время большой интерес представляет создание мощных ЭМИ малой длительности. Одним из механизмов, на базе которого осуществляется рождение ЭМИ, является его генерация с помощью быстрой перестройки поля, происходящей в системе «заряженный сгусток электронов – проводящее твёрдое тело». В данном докладе представлены результаты по созданию макета генератора пикосекундных импульсов и показана возможность управления спектрами этих импульсов с помощью диафрагм. Сверхширокополосные сигналы планируется использовать в импульсной радиолокации, а также в помехозащищенных системах связи.

II. Основная часть

Как хорошо известно [1], электромагнитное излучение, генерируемое заряженными частицами, возможно не только при их ускоренном движении, но и при движении этих частиц с постоянной скоростью. Существенным условием возникновения излучения электромагнитных волн в этом случае является наличие материальных сред. Если заряженная частица движется прямолинейно и равномерно вблизи проводящей среды или влетает в неё, то она возбуждает в этой среде токи, изменяющиеся со временем. Наводимые токи и порождают электромагнитное излучение.

Рассмотрим излучение, возникающее при пролёте с постоянной скоростью нерелятивистского электронного сгустка через круглое отверстие радиуса a в проводящем экране с маленькими отверстиями, величины радиусов которых равны b . При этом накладывается условие на толщину экрана d , которая должна быть значительно меньше измеряемой длины волны, $d \ll \lambda$. Введём в рассмотрение цилиндрическую систему координат с осью z , проходящей через центр большого отверстия перпендикулярно плоскости экрана. Обозначим через S проводящую плоскость ($z=0$). Пусть S_0 площадь большого отверстия радиуса a , а S_i , $i=1...n$, площадь каждого из n маленьких отверстий на проводящей плоскости, радиусы которых равны b (рис.2).

Представим результирующее поле в виде $\vec{E}^t = \vec{E}^0 + \vec{E}$, $\vec{H}^t = \vec{H}^0 + \vec{H}$ где \vec{E}^0 и \vec{H}^0 – поле, создаваемое пучком в неограниченном пространстве, а \vec{E} и \vec{H} – добавочное поле, генерируемое экраном с отверстиями. В случае проводящего экрана пролетающий сгусток электронов возбуждает в нём переменные токи, которые и приводят к появлению полей \vec{E} и \vec{H} . В силу аксиальной симметрии отличными от нуля компонентами всех трёх полей являются E_r, E_z и H_φ в цилиндрической системе координат. Этот факт легко понять, зная, что векторный потенциал совпадает по направлению со скоростью электронного сгустка и, таким образом, имеет только одну отличную от нуля компоненту A_z . Поля \vec{E}^0 и \vec{H}^0 экспоненциально затухают на бесконечности и не дают вклада в излучение.

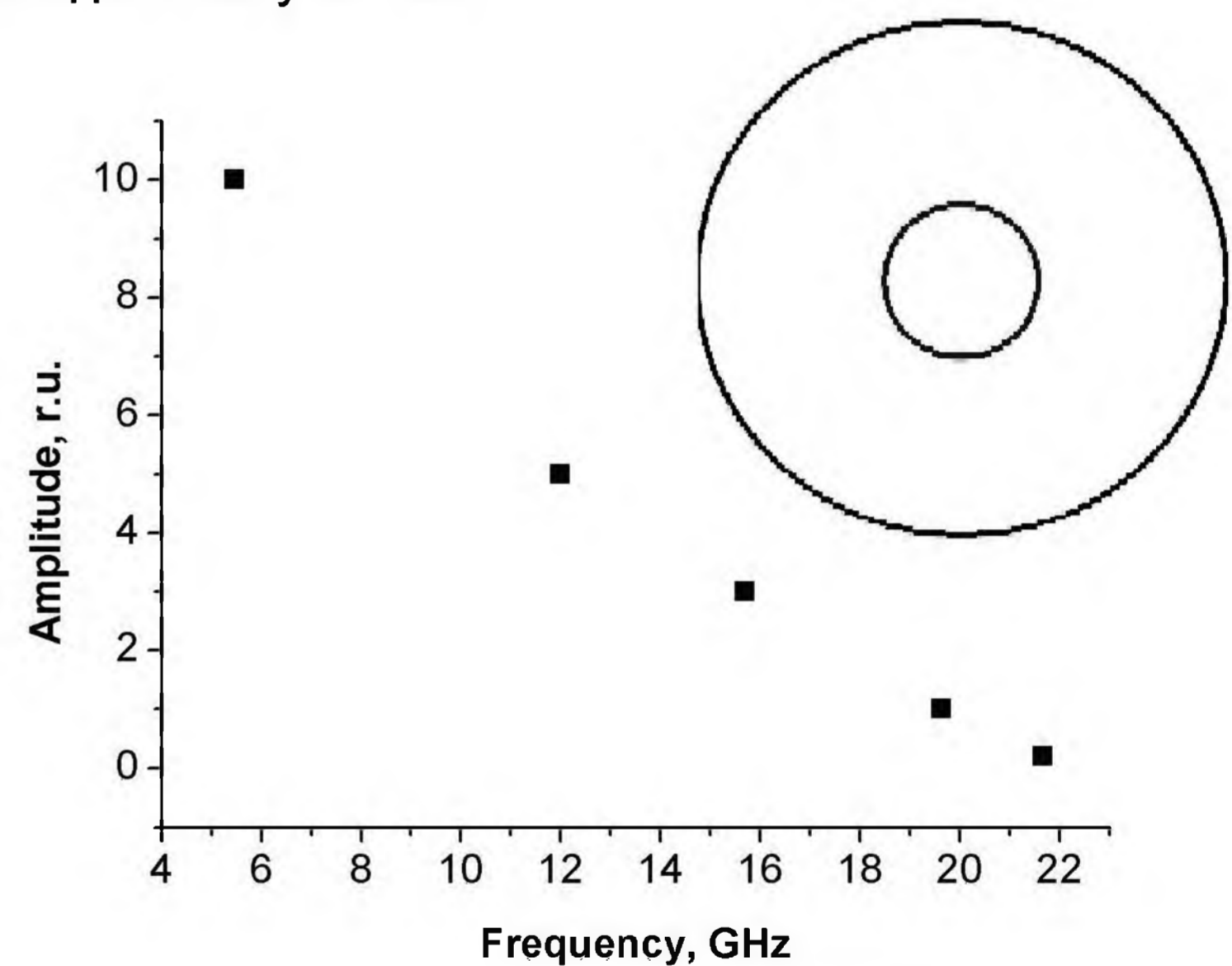


Рис. 1. Спектр переходного излучения. Обычная диафрагма.

Fig. 1. Transition Radiation Spectrum. Usual Diaphragm

Для определения \vec{E} в волновой зоне необходимо решить неоднородное волновое уравнение с неоднородными граничными условиями. Представим \vec{E} в виде двух слагаемых:

$$\vec{E} = \vec{E}_1 + \vec{E}_2 \quad (1)$$

где \vec{E}_1 – решение неоднородного уравнения с однородными граничными условиями; \vec{E}_2 – решение однородного уравнения с неоднородными граничными условиями.

Первая задача сводится к определению поля излучения точечного заряда q , появляющегося на плоскости $z=0$ и движущегося с постоянной скоростью v вдоль оси z , которая проходит через центр большого отверстия. При этом касательная компонента напряжённости поля на всей плоскости равна нулю, $E_t = 0$. Это соответствует случаю переходного излу-

чения при вылете заряда из металла в вакуум. Таким образом, для $v \ll c$, где c – скорость света, решение первой задачи имеет вид:

$$\vec{E}_1(\omega) = -\frac{qv \sin \vartheta}{\pi c^2} \cdot \frac{e^{-ikR_0}}{R_0} \cdot \vec{g}_0 \quad (2)$$

где q – величина заряда сгустка электронов; v – его скорость; ϑ – угол между осью z и направлением в точку наблюдения; \vec{g}_0 – единичный вектор, направленный в сторону возрастания ϑ ; k – волновое число; R_0 – расстояние от центра отверстия до точки наблюдения.

Для решения второй задачи необходимо найти поле излучения по известному распределению тангенциальных компонент поля на плоскости $z=0$. Поля на поверхности заданы следующим образом: $E_t = 0$ на всей проводящей плоскости вне отверстий; $H_t = H_t^0$ внутри отверстий. Здесь H_t^0 – поле в случае отсутствия проводящего экрана. Это смешанная краевая задача. Её решение в общем случае довольно сложно. Но для случая нерелятивистских пучков можно считать, что электрическое поле движущегося заряда совпадает с полем неподвижного заряда, помещённого в ту же точку, в которой в данный момент находится движущийся заряд. В этом случае электрическое поле имеет вид:

$$\vec{E}_2(M) = \int_{S_0} \vec{E}(M, P) dS_0 + \sum_{i=1}^n \int_{S_i} \vec{E}(M, P) dS_i \quad (3)$$

где \vec{E}_2 – интересующее нас поле в точке наблюдения M ; \vec{E} – поле создаваемое в точке M точечным магнитным диполем, расположенным в точке P на поверхностях отверстий S_0 и S_i , при этом отверстия считаются идеально проводящими (теорема Бабине для переходного излучения).

Аналогичная задача для одного центрального отверстия решена в работе [2], где показано, что с увеличением радиуса отверстия падают по интенсивности высокочастотные компоненты поля переходного излучения.

$$\vec{E}(\omega) = -\frac{qv \sin \vartheta}{\pi c^2} \frac{e^{-ikR_0}}{R_0} e^{-\omega a/v} \left(1 + \frac{\omega a}{v}\right) \vec{g}_0 \quad (4)$$

Но при наличии дополнительных маленьких отверстий ($b \ll a$) вклад в интенсивность на больших частотах может давать второе слагаемое в выражении (3). Это предположение подтверждено результатами экспериментов (рис.1, рис.2).

Эксперимент проводился на установке, которая хорошо описана в работе [4]. Через металлическую трубу диаметром 9 см, расположенную в однородном магнитном поле напряженностью 400 Ое, инжектировались два взаимопроникающих электронных пучка. Эмиттером электронов первого пучка является таблетка гексаборида лантана радиусом 0,3 см, второго – плоская танталовая спираль, пронизываемая электронами первого пучка. Скорости пучков составляли $3,6 \cdot 10^9$ см/с и $3,3 \cdot 10^9$ см/с., суммарный ток – 40–50 мА.

Рабочее давление в камере было порядка $2 \cdot 10^{-6}$ мм Нг. Начальное возмущение создавалось подачей от внешнего генератора высокочастотного напряжения на модулятор, представляющий собой замедляющую спираль длиной 15 см, связанную с ге-

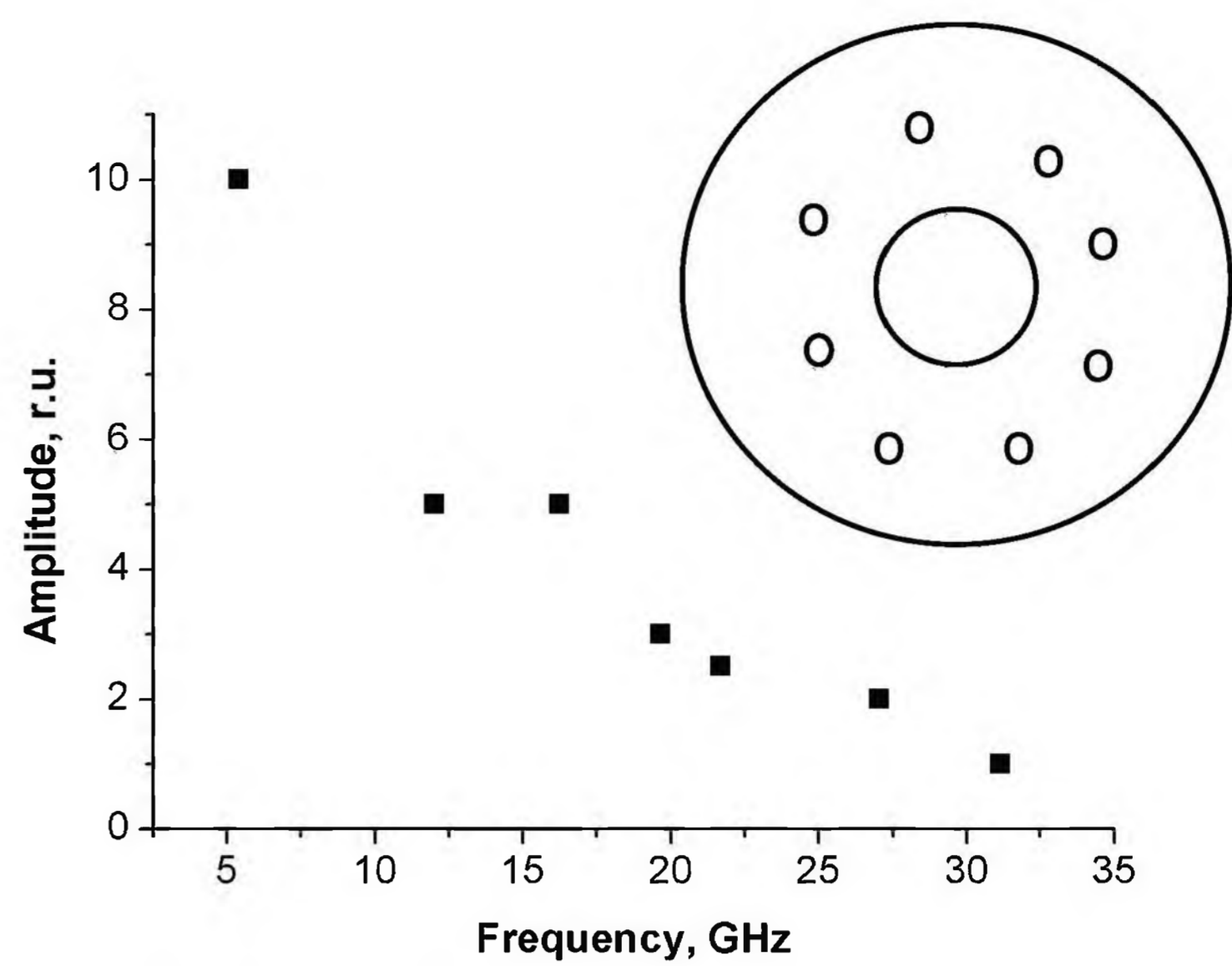


Рис. 1. Спектр переходного излучения. Модифицированная диафрагма.

Fig. 1. Transition Radiation Spectrum. Unusual Diaphragm

нератором через дополнительную спираль с обратной намоткой. Модулирующее напряжение на частоте порядка 1 GHz подавалось от генератора Г4 – 37А мощностью 1 W. За модулятором на некотором расстоянии (~ 40 см) располагался объемный резонатор (4, рис.1), сигналы с которого с помощью петель связи детектировались и подавались на осциллограф С1 – 69 или на анализатор спектра, имеющий диапазон частот до 40 GHz.

Электронные сгустки формировались волнами Бернштейна–Грина–Крускала (БГК–волнами) [3]. Это стационарные нелинейные волны, профиль которых определяется начальной функцией распределения захваченных частиц. При определенных соотношениях скоростей и плотностей модулированных пучков удалось создать БГК – волны, изменение потенциала которых со временем имеет вид узкого импульса.

В эксперименте использовались электронные пучки с критической скоростью, которые усиливают только волны конечной амплитуды, превышающей пороговое значение, выше которой происходит захват частиц волной. Поэтому шумы малых амплитуд критическим пучком не усиливаются и не создают помех, искажающих эволюционный процесс. Итак, если начальную функцию распределения захваченных частиц сделать постоянной вдоль траекторий частиц, то можно создать незатухающие электронные волны. Профиль этой волны определялся с помощью емкостного зонда. Исследование гармонического состава сигнала проводилось анализатором спектра, которым измерялись амплитуды восьми гармоник, нормированные на амплитуду основной частоты. Для определения формы потенциала сгустка во времени было вычислено обратное преобразование Фурье для восьми гармоник и частоты модуляции 925 MHz. В итоге удалось определить, что потенциал сгустка имеет вид узкого импульса с полушириной порядка 0.1 ns. Зная скорость сгустка, можно было определить также его продольный размер, который составлял 0,3 см. Поперечный размер сгустка определяется размерами катода и был равен 0,6 см. Аналогичные результаты были получены на других частотах модуляции.

Экспериментально было обнаружено, что если сгусток электронов пролетает через одно большое отверстие в центре диафрагмы, то он генерирует сравнительно низкие частоты спектра переходного излучения (рис.1) по сравнению со спектрами пере-

ходного излучения, генерируемые с использованием диафрагм с маленькими отверстиями, окружающих большое центральное отверстие в диафрагме (рис. 2).

Для диагностики излучения использовался объемный резонатор радиуса 1,75 см и длиной 13,6 см. Медная диафрагма диаметром 16 мм с отверстием ($r_0 = 0,4$ см) и толщиной $d = 0,2$ см располагалась в центре резонатора. Частотный спектр возбуждаемых сгустком волн весьма широк, а резонатор выбирает лишь те частоты, которые совпадают с его собственными частотами. Мощность излучения на частоте 6,38 GHz измерялась термисторным мостом и составляла в импульсе 80 мВт.

Большое влияние на интенсивность и ширину спектра излучения оказывает материал, из которого изготовлена диафрагма. Сравнение для двух геометрически идентичных медной и керамической диафрагм показывает, что спектр на последней ограничен нижней собственной частотой резонатора и интенсивность излучения на медной диафрагме на два порядка больше, чем на керамической. Измерение спектров на диафрагме из ниобий-титанового сплава показывает, что они близки к спектрам на медной диафрагме.

III. Заключение

В данном докладе представлена установка по созданию электронных сгустков пикосекундной длительности и описаны экспериментальные измерения спектров переходного излучения при прохождении этих сгустков через диафрагмы разных геометрий. Анализ спектров показал, что спектральные характеристики переходного излучения существенным образом зависят от диаметра отверстий в диафрагмах. Сравнивая спектры излучений, представленные на рис.1 и рис.2 можно сказать, что для увеличения амплитуды высокочастотных составляющих спектра переходного излучения необходимо дополнительно в проводящем экране с большим центральным отверстием (обычная диафрагма) просверлить маленькие отверстия. Таким образом, используя разные геометрии диафрагм можно управлять спектрами переходного излучения.

Результаты данной работы могут быть использованы для создания сверхширокополосных сигналов. Эти сигналы в настоящее время активно применяются в помехозащищенных системах связи.

IV. Список литературы

- [1] Гинзбург В. Л., Цытович В. Н. Переходное излучение и переходное рассеяние. – М: Наука. – 1984. – 360 с.
- [2] Бобринев В., Брагинский В. Излучение точечного заряда, равномерно движущегося по оси круглого отверстия в бесконечной идеально проводящей плоскости // ДАН СССР. – 1958. – Том.123, №4. – С.634–636.
- [3] Bernstein I. B., Green I. M., Kruskal M. D. Exact Nonlinear Plasma oscillations // Phys.Rev. – 1957. – V.108. – P. 546 – 550.
- [4] Bolotov V. N., Fedorchenko V. D, Kononenko S. I., Muratov V. I. Transition Radiation of Nonrelativistic Electron Bunches Passing through Diaphragms // Technical Physics, Vol. 49, No. 4, 2004, pp. 466–470.

INFLUENCE OF DIAPHRAGMS GEOMETRY ON TRANSITION RADIATION SPECTRUM FORMATION BY ELECTRON BUNCHES

Bolotov V. N., Fedorchenko V. D,
Kononenko S. I., Muratov V. I.
Karazin National University
Kharkov, 61007 Ukraine
e-mail: bolotov@vl.kharkov.ua

Abstract – Experiments on generating electromagnetic pulses (EMPs) using nonrelativistic electron bunches passing through diaphragms with various geometries are described. Results obtained agree with the predictions of the transition radiation theory as applied to nonrelativistic charged particles passing through apertured conducting screens. They may also be used in designing devices for generating EMPs with tunable characteristics, as well as in developing a transition radiation theory for electrodynamic structures of complex geometries.

I. Introduction

As is well known, electromagnetic radiation may be generated not only by charged particles being accelerated but also by those moving with a constant velocity. In the latter case, the presence of a material medium is essential for electromagnetic wave generation. A charged particle moving rectilinearly and uniformly either near or through a conducting medium generates time-varying currents in it. The induced currents produce electromagnetic radiation. Today, generation of short high-power EMPs is of considerable interest. Specifically, EMPs are generated by rapidly reconfiguring the field of a system where a charged electron bunch interacts a conducting solid. In this paper, the influence of apertures of various configurations on electromagnetic wave generation by electron bunches passing through the apertures is studied.

II. Main Part

We consider electron bunches were formed by Bernstein–Green–Kruskal waves (BGK waves) [3]. These are stationary nonlinear waves whose profile depends on the initial distribution function of trapped particles. At certain ratios between the velocities and densities of modulated beams, the potential of BGK waves may vary with time in the form of a short pulse. The initial stage of wave evolution is the most favorable for modifying the shape of the wave. Therefore, an electron bunch is formed before the amplitude of the first harmonic reaches a peak. The bunch is seen to have the form of a short pulse with a duration on the order of 10^{-10} s. Knowing the velocity of the bunch, we determined its longitudinal size, which equals 0.3 cm. The transverse size of the bunch depended on the cathode geometry and was equal to 0.6 cm.

It was found that electron bunches passing through metal diaphragms of various geometries generate transition electromagnetic radiation of various spectra. In Fig.1 we can see the diaphragm with one big aperture and in Fig.2 we can see the modified diaphragm with small apertures and corresponding spectrum. Comparing these spectra we can find that the last one (Fig.2) has more high-frequency components. Thus, the diaphragms with small apertures generate spectra with high-frequency components.

III. Conclusion

This paper demonstrates the possibility to create short (0.1 ns) electromagnetic pulses. The characteristics of the pulses (the intensity and pattern of the radiation, spectral composition, etc.) can be controlled by using diaphragms of different configurations and be made of different materials.

ДВУХПОТОКОВЫЙ СУПЕРГЕТЕРОДИННЫЙ ЛСЭ КАК ФОРМИРОВАТЕЛЬ ИНТЕНСИВНЫХ ФЕМТОСЕКУНДНЫХ ВОЛНОВЫХ ПАКЕТОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН

Кулиш В. В., Лысенко А. В., Майорников И. Г.
 Сумской государственный университет
 ул. Римского-Корсакова, д.2, Сумы – 40007, Украина
 Тел.: +8(044) 4551884; e-mail: kulish2001@ukr.net

Аннотация – Проведен анализ возможности создания мощного источника фемтосекундных волновых пакетов (ФВП) электромагнитных волн на базе мультигармонического двухпотокового супергетеродинного лазера на свободных электронах (МДСЛСЭ). Предложены как метод, так и проект системы для формирования таких волновых пакетов. Показано, что для их эффективного формирования перспективно использовать МДСЛСЭ клистронного типа, в котором частота первой гармоники волны пространственно заряда (ВПЗ) намного меньше оптимальной частоты двухпотоковой неустойчивости.

I. Введение

Известно, что сверхкороткие лазерные импульсы могут распространяться в Земной атмосфере практически без затухания, проникать достаточно глубоко внутрь твердого тела [1] и т.д. Поэтому источники таких импульсов оказываются чрезвычайно интересными для различных технологических применений. Системы этого типа не нашли широкого практического применения из-за низких уровней средней мощности (~10 мВт [1]).

Принципиально новый способ получения ФВП был предложен в работе [2]. Здесь МДСЛСЭ взят в качестве технологической основы. Проведенный анализ показал, что этот способ позволяет формировать узконаправленные ФВП высокой средней мощности (сотни кВт). Мгновенная же их мощность может достигать ТВт и более.

В данной работе изложены результаты дальнейших исследований в этом направлении. Ключевой является идея о том, что коэффициент сжатия ФВП может быть радикально увеличен в случае настроек МДСЛСЭ, при которых частота первой гармоники ВПЗ намного меньше оптимальной частоты двухпотоковой неустойчивости.

II. Основная часть

Сущность метода формирования ФВП, предложенного в [2], представлена на рис. 1. Будем называть его *методом сжатия волновых пакетов*. Входной синусоидальный сигнал 1 (рис. 1) формально может быть представлен как последовательность полусинусных импульсов. Суть идеи состоит в том, что система должна сжать эти полусинусные импульсы в последовательность дельта-подобных (например, фемтосекундных) импульсов 2. Коэффициент f_{com} сжатия, который характеризует этот процесс, определяется следующим образом

$$f_{com} = \tau_{p1} / \tau_{p2} \approx T / 4\tau_{p2}, \quad (1)$$

где все величины определены на рис. 1. С уменьшением длительности импульса τ_{p2} или, иными словами, с увеличением коэффициента сжатия f_{com} (см. формулу (1)), происходит также увеличение амплитуды импульса. Для технологической реализации этой идеи, в работе [2] было предложено использо-

вать МДСЛСЭ (см. рис. 2). Здесь двухскоростной релятивистский электронный пучок 2, состоящий из двух парциальных взаимопроникающих компонент, последовательно проходит через 1-ю секцию накачки 3, пролетную секцию 4, вторую секцию накачки 5. Слабый электромагнитный сигнал 1 подается в 1-ю секцию накачки 3. Основной задачей этой секции является модуляция электронного пучка 2 за счет параметрического резонансного взаимодействия электромагнитной волны сигнала, поля 1-й секции накачки 3 и ВПЗ. Для этой же цели здесь используется эффект двухпотоковой неустойчивости [2,3]. В итоге на вход последующей секции – пролетной секции 4, входит промодулированный двухскоростной пучок 2. Волна сигнала 1 здесь полностью поглощается системой поглотителя секции 4. В пролетной секции 4 благодаря механизму двухпотоковой неустойчивости [2,3], а также множественному параметрическому резонансу между гармониками ВПЗ происходит возбуждение и усиление высших гармоник ВПЗ.

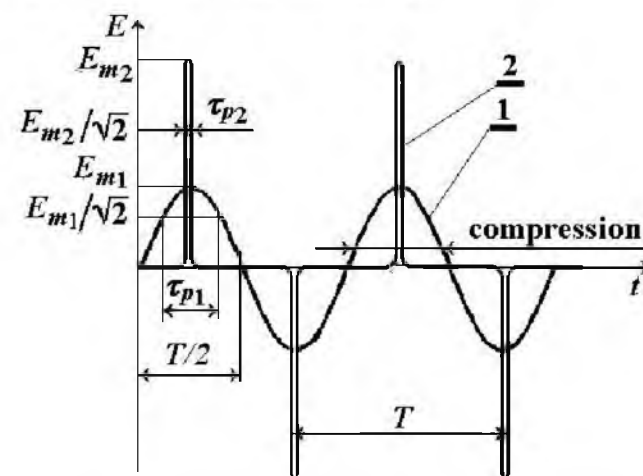


Рис. 1. Иллюстрация метода сжатия волновых пакетов.

Fig. 1. Illustration for the compression method

Таким образом, на вход второй системы накачки 5 поступает сильно модулированный электронный пучок 2. Генерация мощного мультигармонического электромагнитного сигнала 6 происходит во 2-й системе накачки 5 благодаря реализации параметрически-резонансного взаимодействия усиленных мультигармонических волн ВПЗ с мультигармоническим полем 2-й системы накачки 5. Здесь же и происходит формирование электромагнитного ФВП 6.

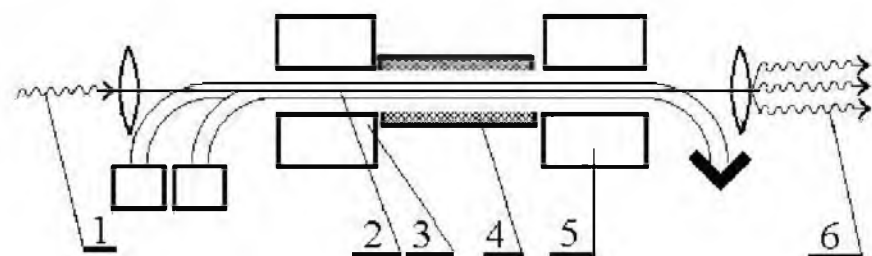


Рис. 2. Простейший вариант схемы мультигармонического ДСЛСЭ клистронного типа.

Fig. 2. The most simple variant of design scheme of klystron-TSFEL-amplifier

Особенность модели рассмотренной в [2] состоит в том, что частота первой гармоники ВПЗ $\omega_{3,1}$, которая возбуждается в первой секции накачки 3, совпадает с оптимальной частотой ω_{opt} двухпотоковой неустойчивости [2,3] (при этом инкремент нарастания волны ВПЗ Γ является максимальным). В такой системе механизм сжатия характеризовался коэффициентом $f_{com} \sim 4.5$ [2].

В данной работе предлагается для повышения коэффициента сжатия f_{com} использовать режимы работы, при которых частота первой гармоники ВПЗ $\omega_{3,1}$, возбуждаемая волной сигнала, намного меньше оптимальной частоты двухпотоковой неустойчивости ($\omega_{opt}/\omega_{3,1} \gg 1$). В этом случае инкремент нарастания ряда первых гармоник, для которых $\omega_{3,m} < \omega_{opt}$, становится меньшим инкремента нарастания высшей гармоники с частотой ω_{opt} . Благодаря этому в системе возбуждается гораздо большее число гармоник с соизмеримыми амплитудами, чем в случае $\omega_{3,1} = \omega_{opt}$ и становится возможным создание систем с высоким коэффициентом сжатия.

Проведен проектный анализ возможного эксперимента. Соответствующие расчетные проектные параметры приведены в таблице 1. Вид сформированных фемтосекундных импульсов системой, параметры которой даны в таблице 1, представлен на рис. 3.

Таблица 1
Table 1

Параметры	Значение
Средняя кинетическая энергия двухскоростного электронного пучка, [МэВ]	1,2
Разность энергий между парциальными односкоростными пучками, [МэВ]	0,05
Плазменная частота пучка, [с ⁻¹]	$6 \cdot 10^{10}$
Отношение частоты первой гармоники ВПЗ к оптимальной частоте двухпотоковой неустойчивости	15
Длина волны входного синусоидального электромагнитного сигнала, [мм]	4,9
Средняя (по периоду) энергия выходного ФВП, [Вт]	$7,2 \cdot 10^5$
Импульсная мощность ФВП, [Вт]	$1,73 \cdot 10^7$
Длительность выходного ФВП, [фс]	340

Как видим, предложенная система позволяет реализовать формирование ФВП с коэффициентом сжатия $f_{com} \sim 12$. Для достижения более высоких коэффициентов сжатия следует использовать МДСЛСЭ с электронными пучками с более высокими токами (например, 2×10 кА) и энергией (например, 5 МэВ). В этом случае получаем реальную возможность построения относительно компактного фемтосекундного МДСЛВЭ формирователя с импульсной мощностью на уровне $\sim 4 \cdot 10^{13}$ Вт и средней мощности $\sim 50-100$ кВт или выше.

III. Заключение

Таким образом, в работе проведен анализ возможности создания мощного источника ФВП электромагнитных волн на базе МДСЛСЭ. Предложен проект системы для формирования таких волновых пакетов. Показано, что для эффективного формирования ФВП следует использовать МДСЛСЭ кли-

тронного типа, в котором частота первой гармоники ВПЗ намного меньше оптимальной частоты двухпотоковой неустойчивости. Показана возможность создания таких источников на современном технологическом уровне.

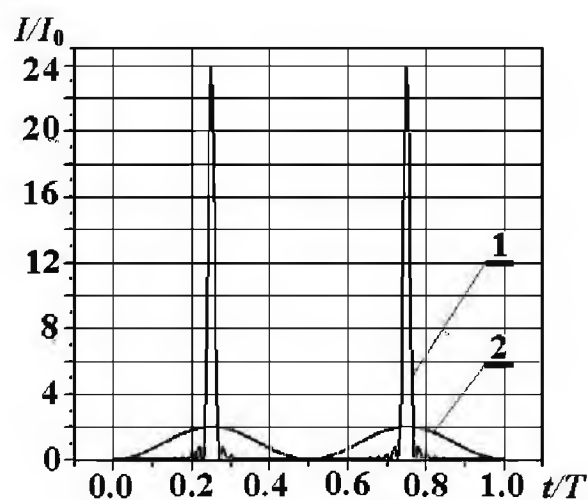


Рис. 3. Зависимость нормированной интенсивности сигнала I/I_0 от нормированного времени t/T для ФВП.

Fig. 3. Dependency of the normalized signal intensity I/I_0 on the normalized duration of the FWP t/T

IV. Список литературы

- [1] S. A. Akhmanov, V. A. Vysloukh, A. S. Chirkin. Physics of the femto-second laser pulses. Nauka, Moscow, 1988.
- [2] V. V. Kulish, A. V. Lysenko, V. I. Savchenko. Two-stream free electron lasers. International Journal on Infrared and Millimeter Waves, Volume 24, Number 4, 501-524, April 2003.
- [3] V. V. Kulish. Hierarchical methods. Vol. II, Undulative electrodynamic systems, Kluwer Academic Publishers, Dordrecht/Boston/London, 2002.

TWO-STREAM FREE ELECTRON LASER AS A SOURCE OF ELECTROMAGNETIC FEMTO-SECOND WAVE PACKAGES

Kulish V. V., Lysenko O. V., Majornikov I. G.
Sumy State University

2 Rymskii-Korsakov Str., 40007, Sumy, Ukraine
phone: (044) 4551884; e-mail: kulish2001@ukr.net

Abstract – A possibility to design the powerful source of femto-second wave packages (FWP) is analyzed. Characteristic feature of the system considered is the use of peculiar method of compression of wave packages within the interaction MTSFEL volume. It is shown that especially short packages (unites – tens femto-second) can be obtained provided the frequency of the first harmonic space charge wave (SCW) is much less than the optimal frequency of two-stream instability.

I. Introduction

It is well known that ultra-short laser pulses (pulses of the radio-frequency type) are propagated in the Earth atmosphere practically without damping [1]. Moreover they can even penetrate within a solid material with relatively small damping and with extremely high level of the peak power. This circumstance makes the sources of such signals very promising for building various types of systems for different destination. Considered in this paper is the new method [2] and system design for FWP creation on the basis of MTSFEL. The FWP has the same propagation properties.

II. Main Part

A new of principle for obtaining the FWP was proposed in [2]. The essence of the method proposed is illustrated in Fig. 1. As it is seen, the initial sine-like signal 1 can be represented formally as a sequence of half-sine pulses. The main idea of the

method proposed is to compress essentially these half-sine pulses into a sequence of the delta-like (femto-second, for instance) pulses 2. As it is shown in the works [2,3] the method is efficiently realized using the MTSFELs (see Fig. 2). The main peculiarity of the model studied before is that the frequency of the first SCW harmonic ω_3 coincides with the optimal frequency of two-stream instability ω_{opt} [2, 3]. As it has been shown in the works [2] the discussed mechanism of compression could be realized, in principle, in the MTSFEL-model with $\omega_{3,1} = \omega_{opt}$. However, it has been cleared up also that the magnitude of compression factor (1) is too small in this case ($f_{com} \sim 4.5$ times only). In this work it is proposed to choose the frequency of the SCW first harmonic $\omega_{3,1}$ much smaller than the optimal frequency of two-stream instability ($\omega_{opt} / \omega_{3,1} \gg 1$,

see Fig. 3). In accordance with Fig. 3 the growth increment Γ in the case $\omega_{opt} / \omega_{3,1} \gg 1$ is smaller than increment $\Gamma = \Gamma(\omega_{opt})$ (i.e., in the optimal case $\omega_{3,1} = \omega_{opt}$). The higher number of the SCW harmonics, which satisfy the parametrical resonant condition, can be excited in this case. As a result, the compression factor f_{com} is larger. The preliminary physical and project analysis allows to formulate the main project parameters of a possible femto-second TSFEL-former (see Fig. 2). Relevant calculated project parameters are shown in Table 1.

III. Conclusion

Thus, a new method for generation of electromagnetic FWP is discussed, and a new model of the source of such packages is proposed. The analysis accomplished has demonstrated that such source can be designed on the basis of MTSFEL.

СХЕМА синхронизации с гальванической развязкой для сильноточного ускорителя РЭП микросекундной длительности

Батраков А. Б., Глушко Е. Г., Залкинд В. М., Кравченко В. А.,
Лонин Ю. Ф., Серета Б. В.

ИПЭНМУ ННЦ ХФТИ

Украина, Харьков, Академическая, 1

Тел.: (057) 3356684; e-mail: lonin@kipt.kharkov.ua

Аннотация – Рассмотрена простая схема синхронизации с гальванической развязкой для работы различных узлов ускорителя РЭП.

I. Введение

Одним из основных источников электромагнитных помех в сильноточном ускорителе могут быть контурные токи, протекающие в общих цепях заземления, которые возникают в результате работы мощных импульсных источников питания различных узлов ускорителя. Токи, протекающие по проводам, соединяющим такие узлы с общей системой синхронизации, могут достигать значительной величины, достаточной для появления электромагнитной помехи на кабелях, соединяющий диагностические датчики с регистрирующей аппаратурой или информационной системой. Радикальный метод борьбы с помехами такого типа – гальваническая развязка всех цепей, соединяющих систему синхронизации с импульсными источниками и регистрирующей аппаратурой.

II. Основная часть

Предлагается простая схема, обеспечивающая гальваническую развязку входных и выходных цепей системы синхронизации, что позволяет исключить протекание импульсных токов, возникающих при работе различных узлов ускорителя. Схема одного из каналов системы синхронизации представлена на рис. 1. входной сигнал через оптопару, выполненную на микросхеме M₁ поступает на схему, которая формирует задержанный сигнал [1-3].

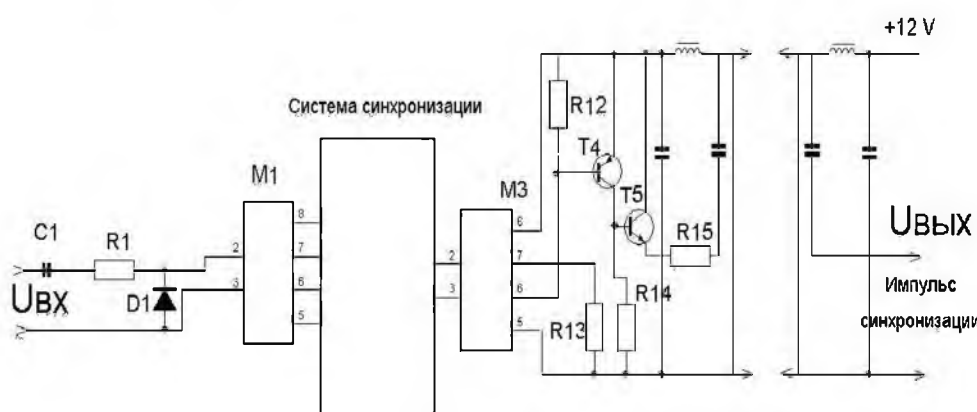


Рис. 1. Схема одного из каналов системы синхронизации.

Fig.1. The circuit of a single channel of clock equipment

Выходной задержанный сигнал поступает на вход оптопары M₃ являющейся частью канала формирования задержанного импульса. Выходной каскад оптрона M₃, гальванически развязанный со схемой синхронизации и всеми остальными управляемыми каналами, получает питание от независимого источника питания по кабелю, которое одновременно служит для передачи выходного задержанного импульса.

Каждый канал синхронизации (рис. 2.) состоит из генератора пилообразного напряжения, который запускается входным импульсом, и компаратора, на один из входов которого поступает пилообразное напряжение, а на второй – контролируемое постоянное напряжение.

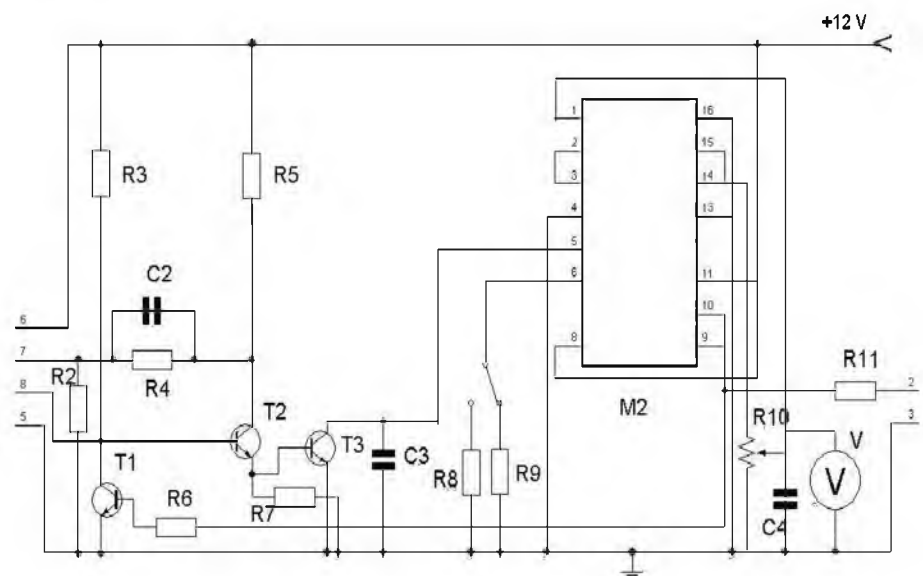


Рис. 2. Схема канала синхронизации.

Fig. 2. Clock channel circuit

Когда амплитуда пилообразного напряжения сравнивается с постоянным установленным напряжением, срабатывает выходной каскад компаратора и формирует выходной импульс (рис. 3.).

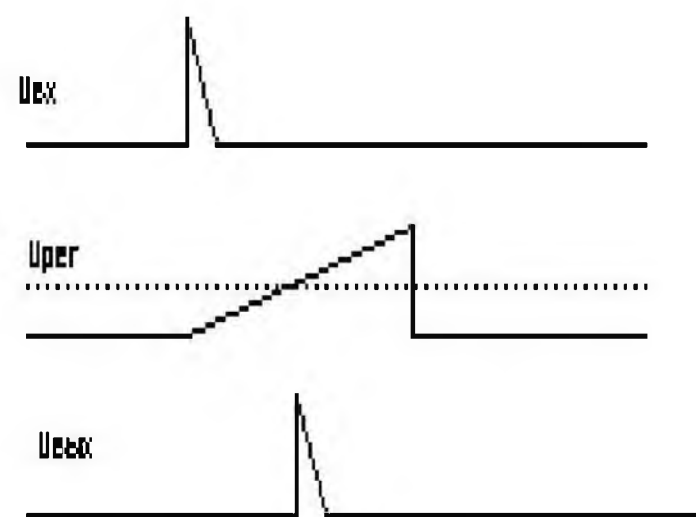


Рис. 3. Осциллограммы срабатывания входного и выходного каскадов.

Fig. 3. Oscillogram of input and output stages response

Каждый канал имеет четыре диапазона регулировки длительности задержки выходного импульса (0 – 100 мкс, 0 – 1 мс, 0 – 1 мс и 0 – 100 мс). Точность установки задержки не хуже одного процента на каждом диапазоне; временное разрешение – 0,001 от длительности диапазона.

Все каналы задержанных импульсов системы синхронизации имеют один общий источник питания. Выходные каскады, гальванически развязанные оп-

топарами с общей системой синхронизации, должны иметь независимые источники питания, в свою очередь, гальванически связанные со схемами управляемых устройств.

III. Заключение

Таким образом данная схема позволяет устранить контурные токи, протекающие в общих цепях заземления и влияющие на измерительную аппаратуру, возникшие в результате работы мощных импульсных источников питания сильно точных ускорителей РЭП.

IV. Список литературы

- [1] *Микросхемы для импульсных источников питания и их применения.* Москва, изд. дом ДОДЭКА, 2001 г.
- [2] *Операционные усилители и компараторы.* Москва, изд. дом ДОДЭКА, 2000 г.
- [3] *Полупроводниковые приборы. Транзисторы.* Москва, Энергоатом., 1985 г.

SYNCHRONIZATION CIRCUIT WITH GALVANIC ISOLATION FOR HIGH-CURRENT ACCELERATOR REB OF MICROSECOND DURATION

Batrakov A. B., Glushko E. G., Zalkind V. M.,
Kravchenko V. A., Lonin Yu. F., Sereda B. V.
IPENMA NSC KIP
1, Akademicheskaya, 61108 Kharkov, Ukraine
e-mail: lonin@kipt.kharkov.ua

Abstract – Considered in this paper is the simple synchronization circuit with galvanic isolation. The main source of electromagnetic disturbances in high-current accelerator is ring current. Radical method of such interferences control is galvanic isolation.

СТРУКТУРЫ МИКРОВОЛНОВОГО ГАЗОВОГО РАЗРЯДА НОВОГО ТИПА

Белоус Р. И., Кириченко А. Я., Мартынюк С. П., Моторненко А. П., Скуратовский И. Г.
 Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины
 Ул. Акад. Проскуры, д. 12, Харьков - 61085, Украина
 Тел.: (0572) 7448478; e-mail: raisa@ire.kharkov.ua

Аннотация – Описаны структурные формы и энергетические характеристики микроволнового разряда на конце антенны, расположенной в выходной части коаксиального плазмотрона. Разряд возбуждался в потоке аргона, обтекающего антенну и выходящего в свободное пространство. Произведено сравнение свойств разряда в форме микроволнового факела с аналогичным разрядом коаксиального плазмотрона.

I. Введение

Среди источников низкотемпературной плазмы приоритетное место занимают микроволновые разряды, обеспечивающие сочетание преимуществ "чистого" безэлектродного высокочастотного разряда с гибкой схемой ввода мощности в плазму. Одной из нерешенных задач остается недостаточная управляемость объемом микроволнового разряда (как в сторону ее увеличения, так и уменьшения).

В работах [1-3] показаны возможности увеличения плазменного объема микроволнового разряда, создаваемого непрерывной мощностью в сотни ватт (возбуждающая частота $f=2.45$ Гц).

В работах [4-6] описаны конструкции устройств и параметры микроплазменных неравновесных разрядов, для создания которых необходима мощность $P \leq 10$ Вт.

В настоящей работе показана возможность возбуждения микроволнового разряда на конце штыревой металлической антенны, расположенной в выходной части коаксиального плазмотрона [5,6]. Описаны структурные формы разряда и показаны возможности изменения его параметров выбором размеров антенны и режима работы плазмотрона. Проведено сравнение характеристик микроволнового факела на конце антенны (МФА) с аналогичными зависимостями микроволнового факела (МФ) коаксиального плазмотрона.

II. Основная часть

В работах [5, 6] представлена конструкция коаксиального плазмотрона, с помощью которого в потоке аргона, вытекающего в атмосферу, формируется МФ неравновесной плазмы (температура газового потока ≤ 1000 К, а температура электронов ≈ 10000 К при $P \leq 10$ Вт и $f=10$ ГГц). Мы дополнили конструкцию плазмотрона тонкой штыревой металлической антенной, расположенной за срезом сопла плазмотрона.

Эксперименты показали, что после подачи потока аргона в область разряда и запитки его непрерывной мощностью $P \leq 10$ Вт, $f \approx 10$ ГГц на конце антенны иницируется разряд, в большинстве случаев в форме МФА (рис. 1а - $P=5$ Вт; расход аргона $\nu=1,6$ л/мин; длина антенны $l=5$ мм). На рис. 1б для сравнения приведена фотография свечения МФ ($P=9$ Вт; $\nu=3$ л/мин; $l=0$ мм). Как видно, свечение МФА подобно свечению МФ. Объем МФА регулируется подводимой мощностью, расходом газа и зависит от длины антенны.

Как оказалось, при определенных условиях разряд структурируется в другие устойчивые формы.

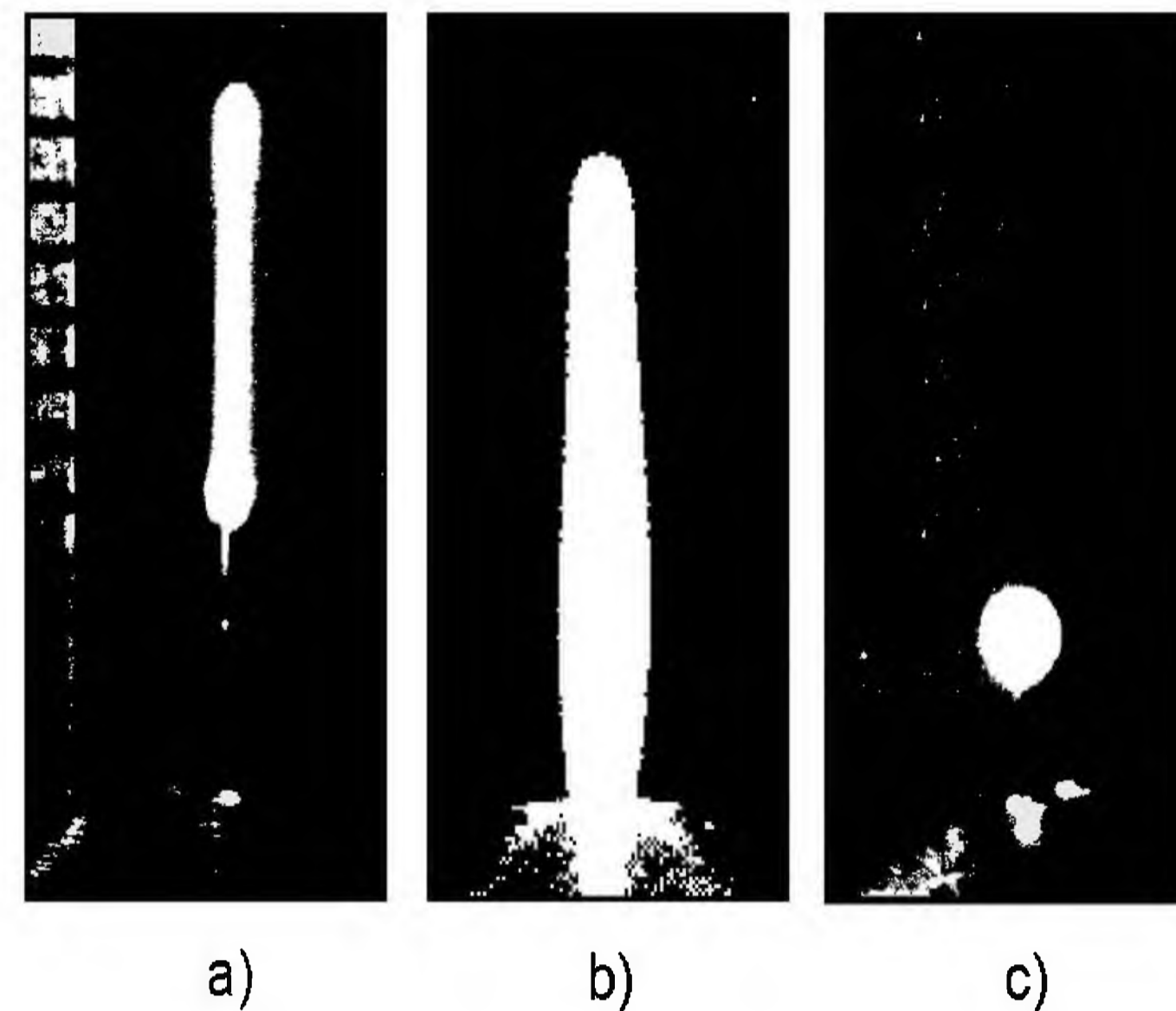


Рис. 1. Фотографии микроволнового газового разряда.

Fig. 1. Photos of the discharge glow of MTD (a and c) and MT (b)

Например, при $P=5,3$ Вт, $l=4-5$ мм и снижении расхода аргона от 2 до 0,5 л/мин разряд приобретает форму шара, "нанизанного" на антенну (рис. 1с). При $P \approx 10.4$ Вт разряд в виде одного шара скачком приобретает форму трех шариков меньших диаметров. При $P=11,4$ Вт образуется четыре плазменных шарика еще меньших размеров. Значение диаметра одиночного плазменного шара в 5-10 раз превышает диаметр антенны. (Размеры плазменных образований определялись по уровню 0,1 от максимального почернения на фотопленке от свечения разряда).

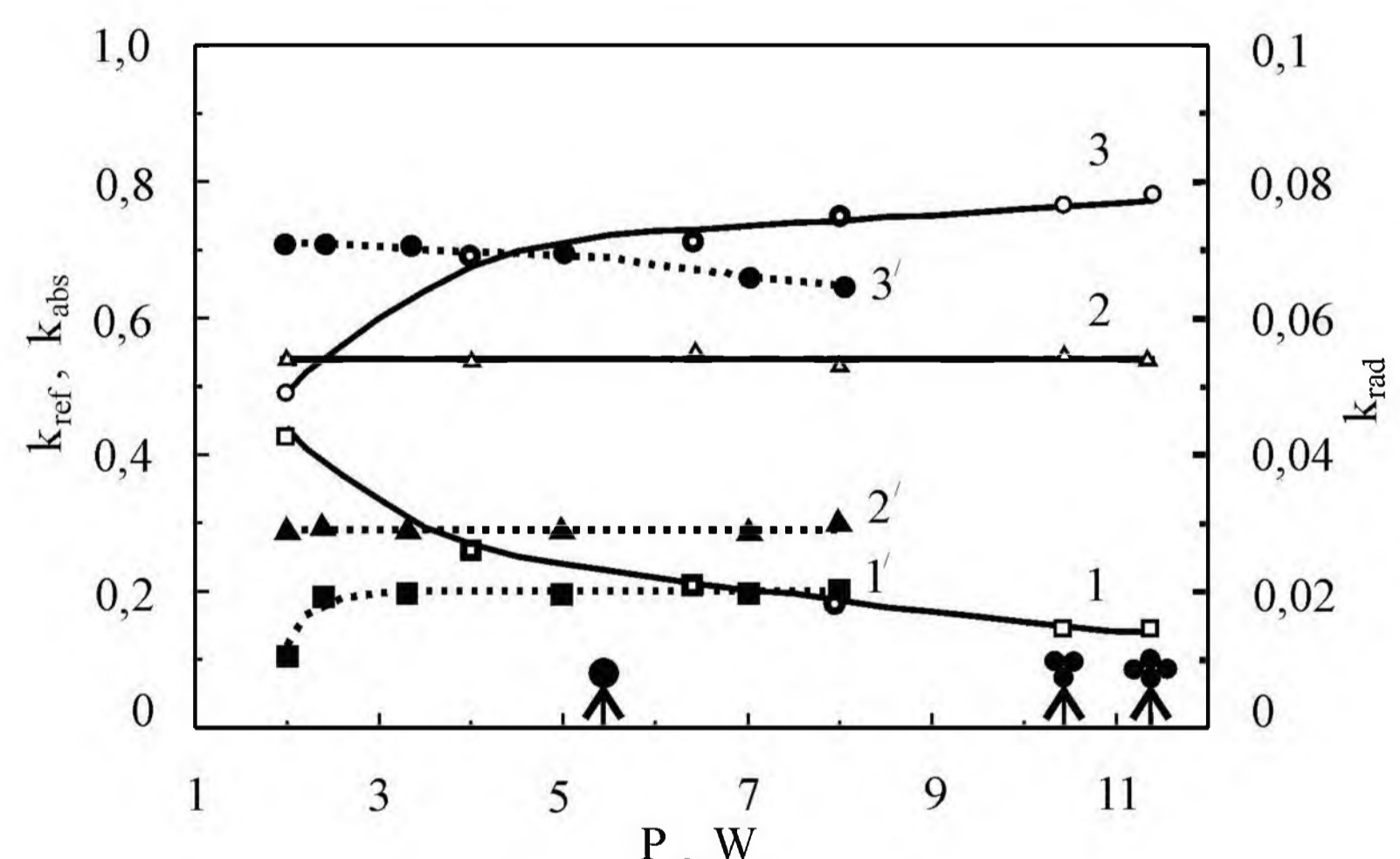


Рис. 2. Энергетические характеристики МФ и МФА.

Fig. 2. Power characteristics of MTD and MT

На рис.2 приведены зависимости коэффициентов отражения $k_{отр}$ излучения $k_{изл}$ и поглощения $k_{погл}$ иницированного антенной микроволнового разряда (кривые 1-3 соответственно) от подводимой мощности при $\nu=0,5$ л/мин и $l=5$ мм. Стрелками обозначены величины P , соответствующие наблюдаемым шарообразным структурам плазмы. На этом же рисунке линиями 1'-3' приведены аналогичные зависимости для МФ в отсутствие антенны. (Кривые 1'-3' короче кривых 1-3 со стороны больших мощностей

из-за пробоев в сопле коаксиала при столь низких расходах аргона). В балансе мощностей омические потери в резонаторе и антенне не учитывались.

Как видно из рис 2, энергетические характеристики МФА не сильно отличаются от соответствующих зависимостей МФ.

В докладе приводятся зависимости геометрических и энергетических параметров МФА от длины антенны, расхода аргона и уровня подводимой мощности.

III. Заключение

Исследования нового типа микроволнового разряда на конце тонкой металлической антенны в коаксиальном плазматроне в потоке аргона при атмосферном давлении показали, что он обладает структурными особенностями. В большинстве условий образуется МФА, а в ряде случаев разряд приобретает шарообразную форму с разным количеством шариков. Из примерного совпадения характеристик МФА и МФ и на основе результатов работы [6] можно заключить, что во всех условиях структурных образований устанавливаются высокие концентрации заряженных частиц (превышающие $2 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$), при которых возможно существование поверхностной волны, оказывающей влияние на параметры плазмы.

Высокая устойчивость и повторяемость характеристик микроволнового электродного разряда при высоком КПД потребляемой мощности могут представлять интерес при выборе сильно неравновесных источников низкотемпературной плазмы малой мощности для практических целей.

IV. Список литературы

- [1] Moisan M., Zakrzewski Z. and Rostaing I. C. Waveguide-based single and multiple nozzle plasma torches: the TIAGO concept // Plasma Sources Sci. Technol. - 2001. - 10, № 3. - P.387-394.
- [2] Бардош Л., Лебедев Ю. А. Электродный шаровой СВЧ разряд. Феноменология и результаты зондовых измерений // ЖТФ. - 1998. - 68, №12. - С.29-33.
- [3] Лебедев Ю. А., Мокеев М. В. Электродный СВЧ разряд пониженного давления в аргоне // ЖТФ. -2002. -72, вып. 1. - С.139-142.
- [4] Mohamed H., Leipold F., Kolb J, Kono S. and Schoenbach K. Atmospheric Pressure Glow Discharge Micro-Plasma Jet / IEEE Conf. Record-Abstracts 30th Int. Conf on Plasma Sci., June 2-5, Jeju Korea. - 2003. - 1PAB. - P.148.
- [5] Мартынюк С. П., Моторненко А. П. Некоторые особенности генератора холодной плазмы // ДАН УССР. Серия А. -1978. - №2. - С.161-164.
- [6] Motornenko A. P., Schunemann K. Plasmatron with Microwave Excitation of Nonequilibrium Plasma // Int. Journ. of Electr. and Comm. (AEU). - 2001. - 55, №5. - P.337-341.

THE STRUCTURES OF THE NEW TYPE MICROWAVE GAS DISCHARGE

Bilous R. I., Kirichenko A. Ya., Martynyuk S. P., Motornenko A. P. and Skuratovskiy I. G.
*Usikov Institute for Radiophysics and Electronics,
National Academy of Sciences of Ukraine
12, Acad.Proskury St., Kharkov-61085, Ukraine
e-mail: raisa@ire.kharkov.ua*

Abstract – Described and investigated are structure forms and characteristics of microwave gas discharge at the end of antenna that was placed at the output of coaxial plasmatron. The discharge was excited in argon flow, which flowed around antenna and passed into free space. Characteristics of the discharge in the form of plasma flame and discharge of coaxial plasmatron have been compared.

I. Introduction

Microwave discharges, which combine advantages of the "pure" nonelectrode high-frequency discharge with flexible and effective circuit of power injection into plasma hold a prominent place among the sources of low-temperature plasma. An inadequate controllability with the volume of the microwave discharge (both the increase the decrease of its sizes) is one of the unsolved problems. The papers [1-6] are devoted to solution of this problem.

In this paper the possibility of microwave discharge excitation at the end of flagpole antenna located at the output of coaxial plasmatron is presented.

The structure forms of the discharge are described and the possibility of the volume change and energetic parameters of the discharge by the selection of antenna sizes and the plasmatron operating conditions are demonstrated.

II. Main Part

The plasmatron construction described and investigated in [5, 6] has been supplemented with the thin flagpole antenna located beyond the nozzle exit section. The experimental investigations showed that at the end of the antenna of the modified plasmatron the microwave torch discharge (MTD) was initiated (Fig. 1, a) that was similar to the microwave torch (MT) excited with standard plasmatron (Fig.1, b). In certain condition the discharge was structured into other stable forms as a single ball (beaded) "strung" on the antenna (Fig.1, c) or several smaller balls. The dependences of the energetic discharge parameters as functions of the incident power were investigated and comparison of the similar characteristics of the MT of the standard plasmatron were made (Fig.2). It was demonstrated that the energetic characteristics of the MTD and MT were similar.

The geometric and energetic characteristics of the MTD depending on the antenna length, argon flow and incident power were presented.

III. Conclusion

The investigations of the new type of microwave discharge at the end of a thin metal antenna in the coaxial plasmatron in the argon flow at the atmosphere pressure showed that discharge has structure peculiarities. The volume and energetic parameters of the MTD depend on antenna parameters and the plasmatron operating conditions. The obtained parameters of the MTD and MT and the results of the paper [6] gave us the chance to conclude that the high electron concentration in the plasma took place. On this assumption there is a possibility of the surface wave propagation. This wave influences on the plasma parameters. The investigated microwave discharge may be of interest in selecting of the strong nonequilibrium source of the low-temperature plasma of the low power in practice.

МНОГОКАНАЛЬНЫЙ ЗОНД ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ АНТЕНН АПЕРТУРНО-ЗОНДОВЫМ МЕТОДОМ

Усин В. А.¹, Марков В. И.², Анохина О. Д.¹, Рожнятовская Л. В.², Усина А. В.¹

¹Харьковский национальный университет радиотехники

пр. Ленина, 14, Харьков - 61166, Украина, e-mail: usin_va@rambler.ru

²ОАО «Холдинговая компания «УКРСПЕЦТЕХНИКА», ул. Трутенко 2, Киев - 03022, Украина

Тел.: (8044) 2579922, 2579924; (804622) 44423; e-mail: Markov_VI@ust.ic.com.ua

Аннотация – Рассматривается задача повышения точности и сокращения времени измерения амплитудно-фазового распределения (АФР) апертурно-зондовым методом за счет использования многоканального зонда и модуляционного выделения сигнала каждого канала.

I. Введение

Повышение требований к антенным системам (АС) привело к расширению комплекса испытаний, проводимых с одним образцом и более жестким требованиям по точности получаемых результатов. Основной объем измерений АФР стал выполняться в безэховых камерах в ближней зоне с последующим вычислением диаграмм направленности (ДН) и других характеристик АС в дальней зоне.

II. Основная часть

В настоящее время детально изучены особенности ближнезонных методов, разработаны алгоритмы учета характеристик измерительного зонда [1-3] и создан ряд автоматизированных измерительных комплексов (АИК) для измерения АФР апертурно-зондовым методом [4].

Наиболее существенным недостатком рассматриваемых методов является большое время сканирования (до нескольких часов в зависимости от размеров апертуры и требований к точности определения ДН в заданном секторе углов). При этом увеличивается вероятность возникновения отказов в АИК и возникает необходимость периодической калибровки измерительного канала для уменьшения погрешности за счет нестабильности частоты, величины излучаемой мощности, коэффициента усиления и т.д.

Попытка увеличить скорость движения сканера наталкивается на целый ряд препятствий. В частности, увеличиваются динамические нагрузки, что приводит к усилению колебаний зонда, усложняется конструкция сканера, ограниченное быстродействие амплифазометра приводит к динамическим ошибкам, возрастают амплитудные и фазовые искажения в подвижном тракте передачи сигнала, увеличиваются случайные погрешности измерения АФР за счет уменьшения времени усреднения и ошибок позиционирования зонда и др.

При использовании многоканального зонда (МЗ), представляющего собой систему антенн, подключенных через многоканальный переключатель (МП) к общему тракту передачи сигнала, резко сокращается время измерения АФР, повышается точность установки по одной из координат, уменьшаются вибрации конструкции, возникающие при перемещении каретки с зондом и датчиком координаты, уменьшается вероятность сбоев при работе АИК [2].

Известные МЗ обладают существенными недостатками:

– невозможно обеспечить высокую точность измерений при наличии нестабильных и неконтролируемых амплитудно-фазовых искажений в элементах

коммутации МП при большом числе (128 и более) каналов;

– на выходе МЗ присутствует фоновый сигнал, создаваемый отключаемыми (закрытыми) каналами;

– высокий КСВ закрытых каналов (либо усложнение МЗ при введении дополнительных переключателей и согласованных нагрузок).

Для повышения точности определения АФР предложено использовать модуляцию сигнала в каждом из каналов МЗ с помощью устройства управления МП, что при дальнейшей обработке позволяет выделить и исключить фоновый сигнал.

При анализе ряда измеренных АФР (пример представлен на рис. 1, рис. 2), было установлено, что их можно условно разделить на две зоны: зону стабильной фазы (ЗСФ) и зону быстроменяющейся фазы (рис. 1).

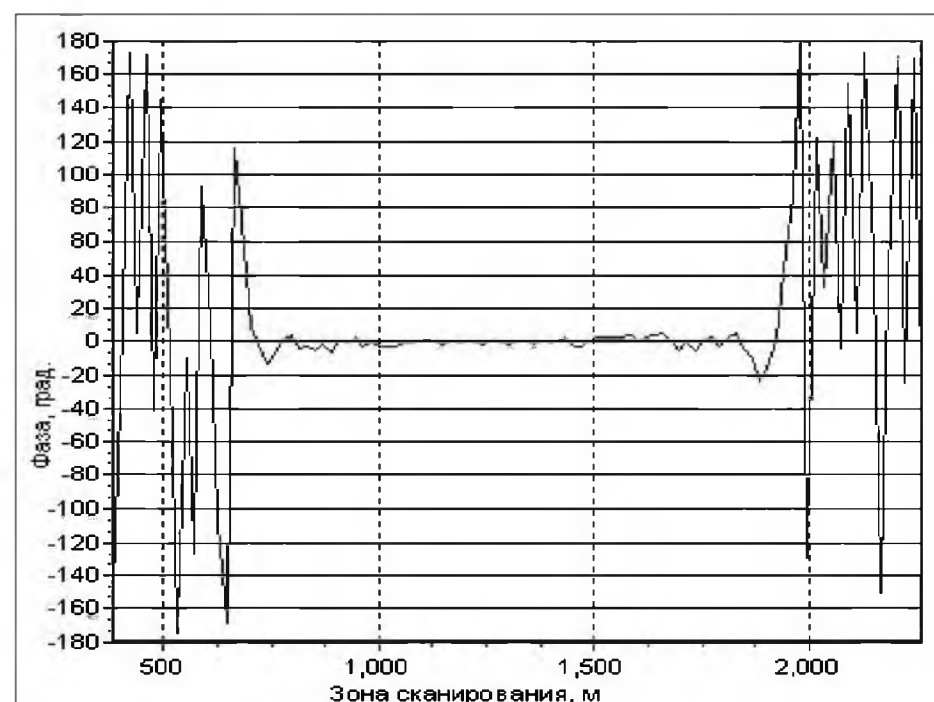


Рис. 1 Фазовое распределение.

Fig. 1. Phase distribution

Основная плотность потока энергии, как видно из рис. 2, приходится на ЗСФ. Учитывая относительную симметрию АФР, можно осуществить адаптивную компенсацию фонового сигнала путем деления МЗ на две части и включения фиксированных фазовращателей (ФВ), обеспечивающих 180° сдвиг фазы сигнала от одной из половин МЗ перед сумматором (рис. 3). Такая конструкция МЗ дает возможность вместо многокаскадных МП, применяемых для получения высокой развязки между каналами, последовательно с каждым излучателем линейного МЗ включить индивидуальный ФВ и использовать фазовую модуляцию для выделения сигнала в каждом канале.

Включение ФВ вместо МП позволило значительно ослабить влияние МЗ на поле исследуемой АС, т.к. замена запираемых каналов на каналы с согласованными входами дает возможность резко снизить уровень отражений сигналов от МЗ.

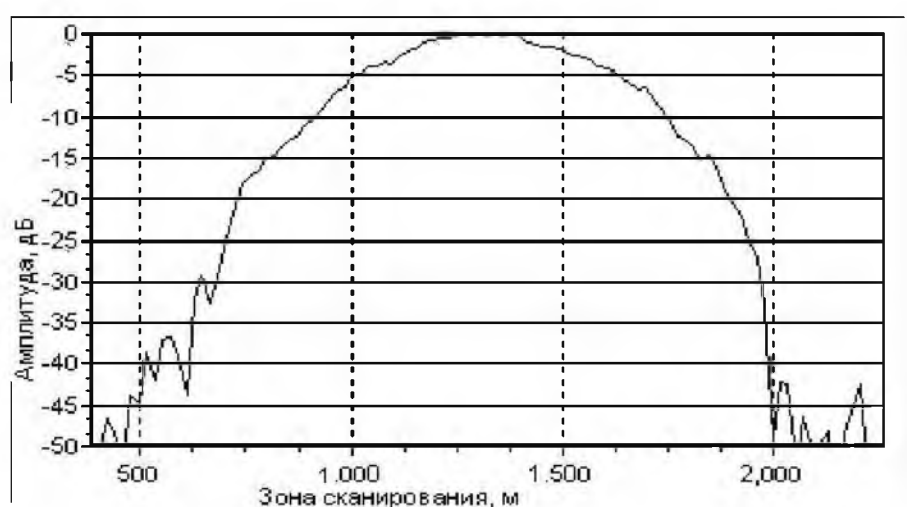


Рис. 2. Амплитудное распределение.

Fig. 2. Amplitude distribution

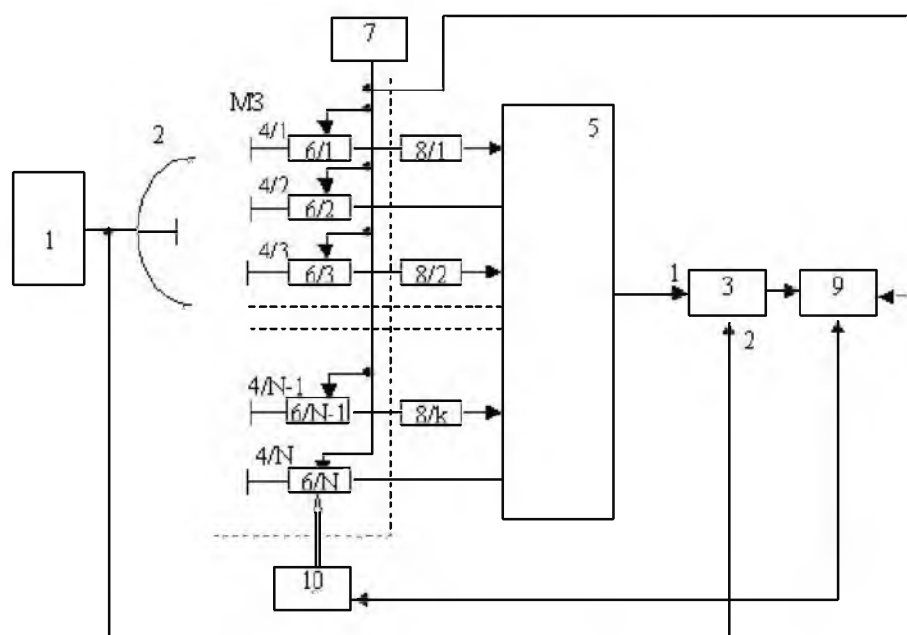


Рис. 3. Схема измерения параметров антенн многоканальным зондом. 1 – генератор; 2 – исследуемая антенна; 3 – амплифазометр; 4 – зонд; 5 – сумматор; 6 – управляемые фазовращатели; 7 – устройство управления ФВ; 8 – постоянный фазовращатель на π ; 9 – ЭВМ; 10 – сканер.

Fig. 3. Antenna parameter metering circuit for multi-channel probe. 1 – generator; 2 – antenna under study; 3 – ampliphase meter; 4 – probe; 5 – totalizer; 6 – controllable phase changer; 7 – phase changer control unit; 8 – constant phase changer on π ; 9 – computer; 10 – scanner

Использование в качестве излучающих элементов микрополосковых антенн позволяет обеспечить высокую точность отсчетов по Y-координате, уменьшить вес и увеличить точность перемещения горизонтальной каретки сканера.

Предложенный в данной работе многоканальный зонд по сути близок к линейному зонду, рассмотренному в [5], но позволяет измерять не эквивалентные АФР ближнего поля, а двумерный массив АФР, что дает возможность проводить настройку ФАР.

III. Заключение

Применение МЗ с компенсацией фонового сигнала и фазовой модуляцией в измерительных каналах позволяет получить широкую полосу рабочих частот, увеличить точность измерения АФР, повысить надежность сканера и АИК в целом, сократить время и стоимость проведения испытаний АС.

IV. Список литературы

- [1] Бахрах Л. Д. и др. Методы измерения параметров излучающих систем в ближней зоне – Л.: Наука, 1985.
- [2] Курочкин А. Л. Антенные измерения-97 // Антенны, Вып.1(38), 1997 г., с.5-24.

- [3] Slater D. Near-field antenna measurements / Boston: Artech House, 1991.
- [4] Автоматизированный измерительный комплекс для измерений характеристик антенных устройств в ближней зоне излучения. Киев, «Специальная техника и вооружение», № 1-2, февраль 2002, с. 45-46.
- [5] Usin V. A., Anohina O. D., Kovaltchuk V. A., Usina A. V. Application of linear phased antenna array for the antenna near field measurement // Proc. of the 5-th International Conference of Antenna Theory and Techniques. - Kyiv (Ukraine). - 2005. - pp. 405-407.

APPLICATION OF THE MULTI-CHANNEL PROBE FOR NEAR FIELD ANTENNA MEASUREMENTS

Usin V. A.¹, Markov V. I.², Anohina O. D.¹,
Roznjatovskaja L. V.², Usina A. V.¹

¹Kharkov National University of Radio Electronics
14, Lenin Ave., Kharkov, 61166, Ukraine

Phone: (80572) 218050. E-mail: usin_va@rambler.ru

²"Holding Company "Ukrspetstechnika"

Bld. 2, Trutenko St., Kiev, 03022, Ukraine

Phone/fax: +3804622-44423

E-mail: Markov_VI@ust.ic.com.ua

Abstract – Some special problems of the multi-channel probe application for accuracy improvement of the near field antenna measurements are studied.

I. Introduction

Special automated complexes, which allow saving time and cost during evaluation of the phased-array antenna (PAA) parameters for further aligning and conducting of acceptance tests are considered in this report.

II. Main Part

It is necessary to measure much more antenna patterns than for traditional antennas for complete evaluation for transmit and receive modes of multifunction PAA technical state and its parameters. Usual measurement system can measure up to 20÷100 patterns in one cycle of measurements and the possibility to measure complete set of patterns (the possible number of measured patterns depends on the number of beam positions in space, which is determined by electrical size of PAA, scanning angles and steps, number and types of beams, number of frequencies and so on and may be up to 10^5 ÷ 10^9 patterns) using traditional near-field antenna test facility is not realistic.

The most critical factor during the alignment and measurement of PAA is their temperature mode, because the aperture distribution hardly depends on temperature, and many systems of cooling practically cannot ensure its stability during measurement cycle. The duration of the one cycle of measurements is specified by the scan speed of the probe and typically is from 20 up to 70 minutes. During this time the phase of a signal in receiving/transmitting module can be changed up more than a few degrees. So we represent measurement system using multi-channel probe with phase modulation for isolation of signal at each channel against background of the measured total signal to speed up the measurements and relieve the constructive and methodological limitations. The special attention ought to be given to the problems of calibration and monitoring of multi-channel probe and to the algorithms of controlled channel signal isolation while implementing such systems, including the choice of the proper location and number of probe antennas, transfer matrix calibration, obtaining and proper usage of normalizing coefficients.

III. Conclusion

As follows from the presented results the application of the multi-channel probe for the near field antenna measurements allows enhancing accuracy, simultaneously saving the time and cost. This approach has the advantage because of low cost and easy implementation.

К ВОПРОСУ ПОСТРОЕНИЯ ШИРОКОДИАПАЗОННОЙ АППАРАТУРЫ СВЧ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ СПЕКТРА ФАЗОВЫХ ФЛЮКТУАЦИЙ СИГНАЛОВ В ДИАПАЗОНЕ 1 – 18 ГГц

Копусов В. Н., Володкевич А. А., Бурмистров Б. Н., Гордеев А. Н., Касименко В. Б.
ОАО «Минский научно-исследовательский приборостроительный институт» (МНИПИ)
220113, Минск, Республика Беларусь
тел.: +375-17-2622771; e-mail: kopusov@mail.ru

Аннотация – Рассмотрены принципы построения и проведены экспериментальные исследования по созданию широкодиапазонных измерителей спектра фазовых флюктуаций (фазового шума) квазигармонических сигналов в диапазоне 1-18 ГГц.

I. Введение

Проблема измерения спектра фазовых флюктуаций сигнала (фазового шума) вблизи несущей всегда стояла остро и особенно для аппаратуры радиолокационных систем, систем связи, современных высокостабильных источников сигнала. Большой динамический диапазон (до 160 – 170 дБ), специфика измерений вблизи несущей, отсутствие регламентации фазового шума основной элементной базы СВЧ делали проблематичным создание широкодиапазонной аппаратуры. Тогда и сформировалось два направления – специализированная для измерения флюктуаций непрерывных и импульсных сигналов на основе частотных дискриминаторов и более широкодиапазонная аппаратура на основе фазовых дискриминаторов для измерения непрерывных (квазигармонических) сигналов.

В ОАО «МНИПИ» к 1991 году был разработан ряд измерителей амплитудных и фазовых флюктуаций в диапазоне до 37,5 ГГц на основе частотных дискриминаторов. Они используют многомодовые высокодобротные резонаторы, определяющие параметры чувствительности частотных дискриминаторов. Однако ситуация менялась, шло интенсивное развитие синтеза частот и его повсеместное внедрение в большинство областей радиоэлектроники. Измерение фазового шума устройств и элементной базы стало острой необходимостью при проектировании и производстве современной аппаратуры использующей эти принципы. Чувствительность и диапазонность стали первоочередными требованиями к аппаратуре измерения фазовых флюктуаций сигнала.

В настоящее время за рубежом такую аппаратуру выпускают фирмы Agilent Technologies (США), и Aeroflex (Франция). Однако аппаратура сложна и, что ещё важнее, имеет высокую стоимость (50 – 150 тыс. долларов США). Работы по созданию широкодиапазонной аппаратуры на основе фазовых дискриминаторов были начаты в ОАО «МНИПИ» и была разработана первая модель такой аппаратуры [1]. Однако в связи с известными обстоятельствами девяностых годов, исследования были остановлены.

Настоящая работа преследует цель проведения исследований по различным типам фазовых дискриминаторов в диапазоне частот 1-18 ГГц и построения на их основе нескольких моделей измерителей фазовых флюктуаций, обеспечивающих измерения как малых уровней фазового шума, необходимых для большинства направлений техники, так и ещё более низкого уровня фазового шума необходимого для ограниченного круга потребителей.

II. Основная часть

Была проведена оценка параметров фазового шума современной аппаратуры (синтезаторов частоты, гетеродинов СВЧ устройств, делителей частоты и др. элементной базы). Этот анализ показал, что для измерения фазовых шумов генераторных устройств чувствительность измерительной аппаратуры на уровне минус 120 дБ/Гц при отстройке от несущей 1 кГц и минус 140 дБ/Гц при отстройке от несущей 10 кГц решает большинство задач [2, 3]. В то же время большинство широкодиапазонных синтезаторов частоты и других устройств имеют фазовый шум не менее минус 70-80 дБ/Гц при отстройке от несущей 1 кГц. Это как раз подтверждает то, что промышленная аппаратура для измерения фазового шума может иметь несколько моделей с различными уровнями чувствительности. Тем более что метрологическое обеспечение более низких уровней фазового шума делает аппаратуру не только сложнее, но и значительно дороже. Исходя из такой постановки задачи и будут исследованы различные типы фазовых дискриминаторов, особенности их реализации, оценка собственных шумов:

- измерение с одним источником сигнала при использовании малошумящего гетеродина;
- измерение с двумя разнесёнными по частоте (до нескольких мегагерц) сигналами;
- классический метод двух генераторов с фазовой автоподстройкой опорного генератора в кольце ФАПЧ.

Фазовый дискриминатор для измерения с одним источником сигнала

Проведённые исследования показали, что при создании фазового дискриминатора такого типа целесообразно использовать фазовый дискриминатор на промежуточной частоте. Но в этом случае очень жёсткие требования по фазовому шуму предъявляются к гетеродину СВЧ, работающему в таком преобразователе. Так был исследован гетеродин в диапазоне 1-10 ГГц на основе сетки частот комплекта малошумящих кварцевых генераторов и генератора гармоник. Структурная схема имеет вид, показанный на рисунке.

Расчётное соотношение для собственных шумов такого измерителя с учётом упрощений, полученных путём измерения шумов отдельных устройств, имеет следующий вид:

$$S_{\varphi}(F) = n^2 S_{\varphi_{кв}}(F) + S_{\varphi_{умн}}(F) + KTN / P_e$$

где S_{φ} , $S_{\varphi_{кв}}$, $S_{\varphi_{умн}}$ - величины спектральной плотности мощности фазового шума прибора, кварцевого генератора, умножителя частоты, дБ/Гц; n , - максимальный коэффициент умножения генератора гармоник; F - частота отстройки от несущей, Гц; K - постоянная Больцмана; T - абсолютная температура, К;

N - коэффициент шума преобразователя; P_e - мощность n -гармоники гетеродина, Вт.

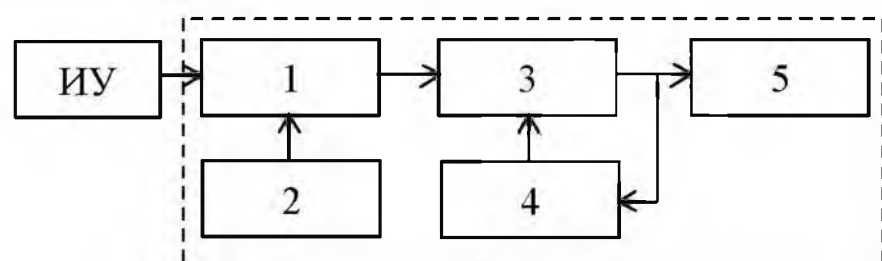


Рис. Структурная схема измерителя фазового шума

ИУ – испытуемое устройство (DUT)

1 – блок преобразователя частоты, 2 – блок гетеродина, 3 – фазовый детектор, 4 – блок генератора промежуточных частот, 5 – блок обработки сигналов.

Fig. Phase noise meter. Block diagram

1 - frequency converter unit, 2 - heterodyne unit, 3 - phase detector, 4 - intermediate frequency generator unit, 5 - signal processing unit

При этом предполагается, что шумы перестраиваемого генератора промежуточной частоты $S_{флч}(F) \leq 0,1n^2 S_{фкв}(F)$, а величина теплового шума KTN / P_e существенно меньше величины $n^2 \cdot S_{фкв}(F)$.

И так, расчёты показали, что основным ограничением чувствительности измерений являются фазовые шумы кварцевых генераторов, несмотря на то, что используются кварцевые генераторы на частоты 90 – 100 МГц с очень низким уровнем фазового шума.

Чувствительность такой аппаратуры на частоте 10 ГГц при отстройках от несущей в несколько килогерц будет составлять минус 90-100 дБ/Гц.

Измерение с двумя разнесёнными по частоте (до нескольких мегагерц) генераторами СВЧ

Наличие небольшого разноса частот двух одностипных генераторов позволяет решить вопрос малошумящего гетеродина и в то же время не требует наличия кольца фазовой автоподстройки по СВЧ. В этом случае, также как и в первом методе, может быть использован фазовый дискриминатор ПЧ. Структурная схема такого измерителя очень близка к первому варианту с заменой гетеродина собственным вторым генератором. Однако чувствительность измерения фазового шума существенно выше, чем в предыдущем варианте фазового дискриминатора.

Это видно из выражения для чувствительности измерений, полученного для данного типа дискриминатора с учётом оценки параметров шумовых составляющих для конкретных устройств структурной схемы. Установлено, что ограничивающими факторами чувствительности такой схемы будет фазовый шум перестраиваемого генератора промежуточной частоты и параметры кольца ФАПЧ. Экспериментальные исследования показали, что в диапазоне частот 1 – 18 ГГц могут быть получены S_{ϕ} (1 кГц) \approx минус 120 дБ/Гц и S_{ϕ} (10 кГц) \approx минус 140 дБ/Гц. Стабильность исследуемых сигналов находится в пределах 10^{-5} – 10^{-6} . Реализацию метрологии этих уровней чувствительности можно рассматривать на основе малошумящих генераторов на диэлектрических резонаторах.

Метод двух генераторов с фазовой автоподстройкой опорного генератора в кольце ФАПЧ

Исследование классического метода двух генераторов и структурной схемы измерения показало, что возможно получение и более высоких чувствительностей (на уровне минус 160-170 дБ/Гц). Использование фазового дискриминатора на промежуточной частоте (используемого в первых двух типах фазовых дискриминаторов) может привести к ограничению чувствительности измерений на указанных уровнях. Более предпочтительно в этом случае использование фазового дискриминатора по несущей частоте без преобразования. Однако в этом случае устройства обработки сигнала следующие за фазовым дискриминатором должны иметь собственные шумы на уровне минус 170 дБ/Гц и ниже. Метрология таких измерений чрезвычайно сложна и дорога, а область потребителей такой аппаратуры ограничена. Это прецизионные кварцевые генераторы до 200 МГц, отдельные модели генераторов на поверхностно-акустических волнах, обычно это устройства до 1 ГГц.

III. Заключение

Таким образом, в работе показано что при создании широкодиапазонных измерителей фазовых флуктуаций (шумов) в диапазоне 1-18 ГГц, целесообразно использование фазовых дискриминаторов промежуточной частоты. По своим техническим характеристикам они способны обеспечить измерение фазового шума большинства современных источников сигнала.

IV. Список литературы

- [1] Копусов В. Н., Синило А. И., Стакроцкий В. С. Широкополосный измеритель спектра фазовых (частотных) флуктуаций квазигармонических сигналов генераторов. // Специальная техника средств связи. Радиоизмерительная техника. Вып. 1 (5), 1980.
- [2] Мальцев В. А., Мякинков В. Ю., Рудый Ю. Б. и др. Твёрдотельные СВЧ генераторы малой мощности. // Материалы 14-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и коммуникационные технологии», 2004, Севастополь, с. 77-79.
- [3] Миниатюрные высокостабильные генераторы на диэлектрическом резонаторе с низким уровнем шума. Материалы фирмы «Фазотрон-Украина», 2004., www.phazotron.kiev.ua.

ON DESIGN OF WIDE-RANGE MICROWAVE EQUIPMENT FOR PHASE FLUCTUATIONS SPECTRIUM MEASUREMENT OVER 1 TO 18 GHz

Kopusov V. N., Volodkevich A. A, Gordeev A. N., Bourmistrov B. N., Kasimenko V. B.

ISC Minsk Scientific Research Instrument Engineering Institute (MNIPI)

220113, Minsk, Belarus

tel.: +375-17-2622771; e-mail: kopusov@mail.ru

Abstract – The design basics are discussed. Experimental tests have been carried out on design of wide-range meters of phase fluctuations spectrum (phase noise) of quasiharmonic signals over 1 to 18 GHz range.

РЕЗОНАТОРНЫЙ СПЕКТРОМЕТР ДИАПАЗОНА 36-360 ГГц. РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ ДИЭЛЕКТРИКОВ СО СВЕРХМАЛЫМ ПОГЛОЩЕНИЕМ

Мясникова С. Е., Паршин В. В., Андрианов А. Ф., Третьяков М. Ю., Шанин В. Н., Шкаев А. П.

*Институт прикладной физики РАН
Н-Новгород 603950, ул. Ульянова 46, Россия
Тел.: +7(831) 2164966; e-mail:ms@sandy.ru*

Гарин Б. М.

*Институт радиотехники и электроники РАН
пл. Введенского 1, 141190 Фрязино, Россия*

Аннотация – Создан унифицированный ряд источников излучения на базе ЛОВ диапазона 36-360 ГГц с дискретностью перестройки частоты = 0.3 Гц. Источники используются в резонаторном спектрометре диапазона 36-360 ГГц для возбуждения измерительного резонатора и прецизионной записи его резонансной кривой. Проведены исследования механизмов диэлектрических потерь в современных CVD-Алмазах и монокристаллическом Кремнии, в диапазоне частот 45–350 ГГц, при температурах 20–650°C. Показано, что имеется принципиальная возможность снижения потерь в CVD-Алмазах как минимум на порядок.

I. Введение

Настоящая работа является дальнейшим развитием работ [1-4] по исследованию сверхмалого поглощения в газах и современных диэлектриках, таких как CVD-Алмаз и Кремний.

В первую очередь более чем вдвое расширен частотный диапазон исследований. Созданный резонаторный спектрометр охватывает весь ММ диапазон и частично продвинул в СубММ область.

Проведённые широкодиапазонные исследования CVD-Алмазов вместе с высокотемпературными исследованиями – до 650 С, позволили определить, что основной механизм поглощения связан с примесями и не алмазными включениями. Как итог проделанной работы сделан вывод, что имеется принципиальная возможность снижения потерь как минимум на порядок, т.е. реально получить материал с величиной $\tan\delta \sim 10^{-7}$, что открыло бы принципиально новые возможности, как для микроэлектроники, так и для электроники больших мощностей.

II. Основная часть

Создан унифицированный ряд источников излучения на базе ЛОВ диапазона 36-360 ГГц с синтезированной частотой. Дискретность перестройки частоты = 0.3 Гц во всём диапазоне частот. Стабильность частоты излучения определяется базовым кварцевым или рубидиевым генератором. Полоса управления в системе ФАПЧ ~ 5 МГц.

Источники используются в резонаторном спектрометре диапазона 36-360 ГГц для возбуждения измерительного резонатора и прецизионной записи его резонансной кривой.

Разработан и успешно применён гибридный волноводно-квазиоптический тракт запитки резонатора и системы фазовой стабилизации частоты ЛОВ. Для перекрытия всего диапазона 36–350 ГГц используются 6 сменных модулей, выполненных в едином стиле с едиными установочными размерами. Высокодобротный квазиоптический резонатор и автоматизированная система сбора и обработки информации общая для всех диапазонов.

Разработана «самокалибрующаяся» методика измерений $\tan\delta$ диэлектрических пластин не требующая информации о параметрах «пустого» резонатора.

Проведён цикл исследований механизма диэлектрических потерь в современных CVD-Алмазах и монокристаллическом кремнии в диапазоне частот 45–350 ГГц и температур 20–650°C.

Выявлено (Рис.1.), что в CVD-алмазах до частот ~180 ГГц основные потери связаны с несобственной проводимостью ($\tan\delta$ убывает с ростом частоты). На частотах выше 200 ГГц впервые обнаружена смена механизмов поглощения: для образцов с величиной $\tan\delta \sim 10^{-5}$ доминирующими становятся несобственные (однофононное рассеяние) решеточные потери, ($\tan\delta$ увеличивается с ростом частоты). Для высококачественных образцов, с $\tan\delta \sim 10^{-6}$, до 350 ГГц основными остаются потери, связанные с несобственной проводимостью.

В монокристаллическом кремнии, компенсированном золотом, (материале с наименьшими в настоящий момент потерями), решёточная компонента потерь не обнаружена. Основные потери связаны с собственной проводимостью.

Получено аналитическое выражение, хорошо описывающее частотные и температурные зависимости величины $\tan\delta$ в CVD-алмазах. Показано, что имеется принципиальная возможность снижения потерь как минимум на порядок.

III. Заключение

Создан резонаторный спектрометр для исследования поглощения в газе и конденсированных средах в уникально широком диапазоне частот 36–360 ГГц и интервале температур 20–650 С. Чувствительность спектрометра, как минимум на порядок превосходит мировой уровень. Проведены исследования поглощения в современных CVD-Алмазах. Показано, что имеется принципиальная возможность снижения потерь в оном как минимум на порядок.

IV. Список литературы

- [1] A. F. Krupnov, M. Yu. Tretyakov, V. V. Parshin, V. N. Shanin and S. E. Myasnikova. "Modern Millimeter-Wave Resonator Spectroscopy of Broad Lines". *Journal of Molecular Spectroscopy*. V. 202, pp. 107 – 115, 2000. [http://www.idealibrary.com/links/artid/jmsp.2000.8104/production/pdf](http://www.ideallibrary.com/links/artid/jmsp.2000.8104/production/pdf).
- [2] V. V. Parshin, A. F. Krupnov, S. E. Myasnikova, M. Yu. Tretyakov, V. N. Shanin. "The ultra-low absorption investigations in dielectrics and atmosphere at 45-200 GHz frequency range". *Proceedings 10th Int. Crimean Microwave Conf. "Microwave & Telecommunication Technology"* September 11-15, Sevastopol, Crimea, Ukraine, pp. 490-492, 2000.

- [3] B. M. Garin, V. V. Parshin, S. E. Myasnikova, V. G. Ralchenko. "Nature of millimeter wave losses in low loss CVD diamonds" "Diamond & Related Materials". V.12, No. 10-11, pp. 1755-1759, 2003.
- [4] Parshin V. Garin B. Myasnikova S. Orfenkov A. Radiophysics and Quantum Electronics. "Dielectric losses in CVD-Diamonds in the MM-wave range at temperatures 300-900 K" Vol. 47, No. 12, pp. 974-981, 2004.

RESONATOR SPECTROMETER FOR 36 – 360 GHz FREQUENCY BAND. RESULTS OF INVESTIGATIONS OF DIELECTRICS WITH ULTRA LOW ABSORPTION

Myasnikova S. E., Andriyanov A. F., Parshin V. V., Tretyakov M. Yu., Shanin V. N., Shkaev A. P.
Institute of Applied Physics RAS
 46 Ulyanov St., 603950 Nizhny Novgorod, Russia
 B. M. Garin
Institute of Radio Engineering and Electronics RAS
 Vvedensky Sq., Fryazino 141190, Russia

Abstract – The uniform set of radiation sources in the frequency range 36-360 GHz on the base of BWO, with the frequency step = 0.3 Hz were created. The sources are used in the resonator spectrometer for exciting the measuring resonator and for precise recording of its resonance curve. The dielectric absorption mechanism of modern CVD-Diamonds and mono crystal Silicon at the frequencies 45-360 GHz and temperature interval 20-650 C was investigated. It was shown that there is possibility to reduce the losses in CVD-diamond at least ten times as much.

I. Main Part

The present work is the development of the previous ones [1-4] for investigations of the ultra low absorption in gases and modern dielectrics like CVD-Diamond and Silicon. The advanced resonator spectrometer operates in the whole mm band and partly advanced in sub-mm band. Those are 36-360 GHz - ten times!

For exciting measuring resonator and for precise recording of its resonance curve the uniform set of radiation sources in the frequency band 36-360 GHz on the basis of BWO, with the frequency step = 0.3 Hz have been created. The frequency stability is defined by Quartz or Rubidium reference frequency generator. The frequency operation range in the PLL system is ~ 5 MHz.

For resonator exiting and for PPL system operation the uniform set (6 units) of waveguide-quasioptical transmission lines have been designed and successfully applied.

II. Conclusion

With this spectrometer the wide frequency (Fig.1.) and temperatures investigations of the CVD-Diamond and Silicon samples have been conducted in order to understand the absorption mechanism.

We have shown that it is possible (by improving the growth technology) to reduce the losses in CVD-diamond at least ten times as much and really to get the material with the loss tangent value at the level of 10^{-7} . These materials would open the new possibility as for microelectronic and for electronics of extra high powers.

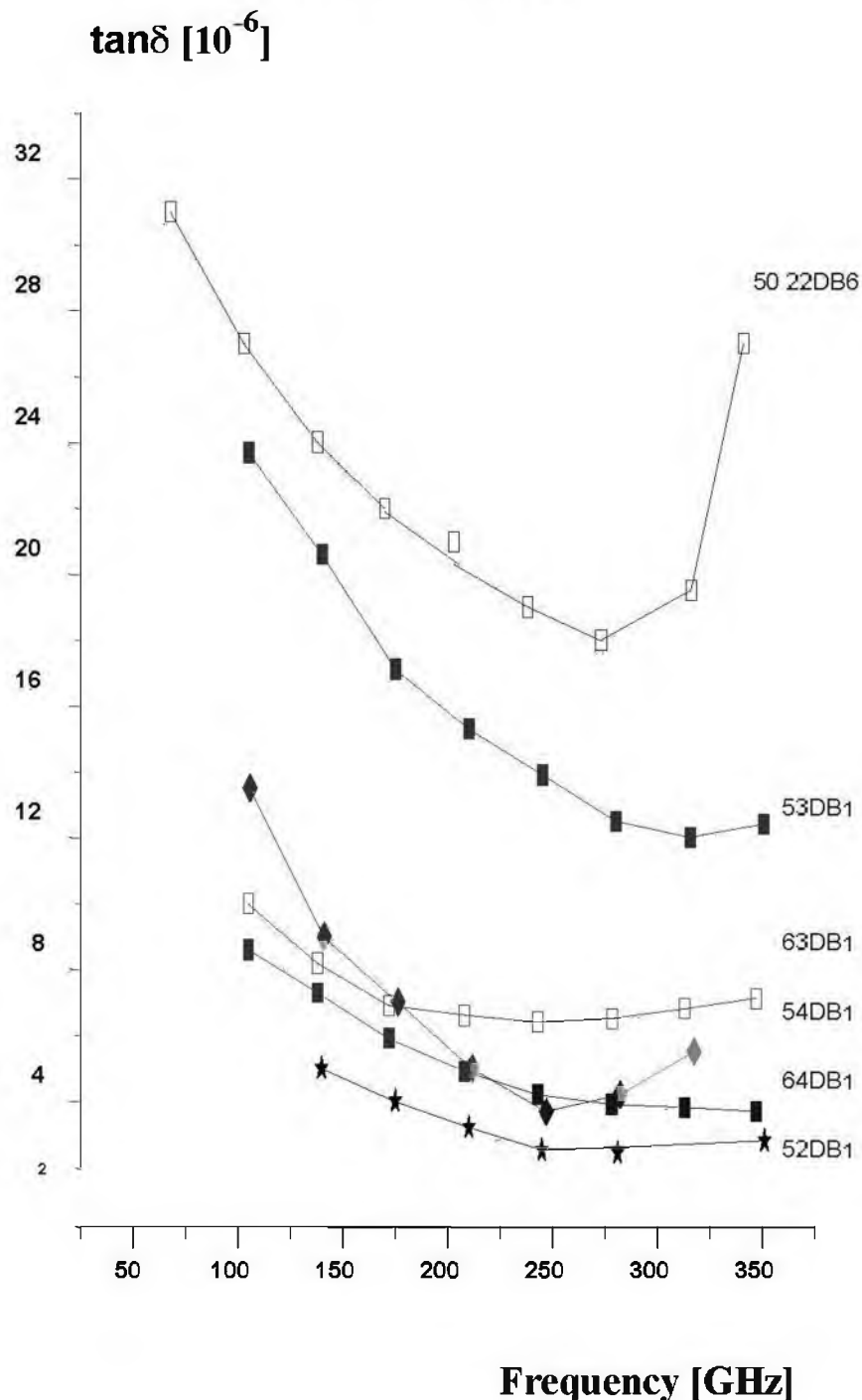


Рис. 1. Частотные зависимости поглощения в реальных алмазных окнах вывода энергии мегаваттных гиротронов.

Fig. 1. Loss tangent frequency dependences of Mega Watt powers output gyrotron windows

МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ И МАГНИТНОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ЛИСТОВЫХ МАТЕРИАЛОВ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ РУПОРНОЙ АНТЕННЫ

Семенов В. Н., Чистяев В. А.

Институт теоретической и прикладной электродинамики РАН (ИТПЭ ОИВТ РАН)

125412, Москва, ул. Ижорская 13/19, РФ

Тел.: (095) 4858322; e-mail: vnsem@hotmail.ru

Аннотация – В данной работе представлена методика измерений электрофизических параметров (комплексной диэлектрической и магнитной проницаемости) плоских листовых образцов материалов в свободном пространстве в широком диапазоне частот.

I. Введение

Для измерения диэлектрической и магнитной проницаемости листовых материалов в свободном пространстве обычно используется методика измерения, где измеряемый образец располагается между двумя фокусирующими элементами, в качестве которых как правило используются громоздкие и дорогостоящие линзовые или отражательные антенны. При этом размер образца должен быть порядка 10 длин волн в свободном пространстве. Данное обстоятельство существенно затрудняет проведение измерений параметров материалов в низкочастотной области СВЧ диапазона. В ИТПЭ ОИВТ РАН разработана методика измерения комплексных проницаемостей листовых материалов в ближней зоне рупорной антенны, что позволяет существенно упростить процедуру измерения и снизить стоимость оборудования.

II. Основная часть

Измерение комплексной диэлектрической $\varepsilon = \varepsilon' + i\varepsilon''$ и магнитной $\mu = \mu' + i\mu''$ проницаемости плоских листовых образцов материалов основано на измерении значений комплексных коэффициентов отражения плоской электромагнитной волны от плоского образца и расчете его электрофизических параметров по формулам Френеля [1]. Для этого проводятся измерения комплексного коэффициента отражения электромагнитной волны от плоского измеряемого образца R (для жестких листовых образцов), либо коэффициента отражения R_{t-s} от двухслойного образца: измеряемый образец, расположенный на плоском тестовом образце (для гибких образцов) и коэффициента отражения от измеряемого образца, расположенного на металлической пластине R_m :

$$R = \frac{Z^2 - 1}{1 + Z^2 + 2iZ / \tan \varphi_0}, \quad (1)$$

$$R_{t-s} = \frac{Z_{t-s} - 1}{Z_{t-s} + 1}, \quad R_m = \frac{-iZ \tan \varphi_0 - 1}{-iZ \tan \varphi_0 + 1},$$

где $\varphi_0 = \frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{\varepsilon\mu}$ — набег фазы при прохождении электромагнитной волны через измеряемый образец толщиной d , $Z = \sqrt{\mu/\varepsilon}$ — входной импеданс измеряемого образца, Z_{t-s} — входной импеданс двух-

слойного образца (изменяемый образец, расположенный на тестовом образце), λ — длина электромагнитной волны в свободном пространстве.

Решив систему уравнений (1) можно определить значения Z и φ_0 :

$$\frac{1}{Z} = \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} = \sqrt{1 - \frac{4R}{(R_m + 1)(R + 1)}}, \quad (2)$$

$$\tan(\varphi_0) = \frac{R_m + 1}{i(R_m - 1)Z}.$$

Зная Z и φ_0 можно вычислить значения ε и μ :

$$\varepsilon = \frac{\lambda}{2\pi d} \frac{\varphi_0}{Z}, \quad \mu = \frac{\lambda}{2\pi d} \varphi_0 Z. \quad (3)$$

Поскольку измеренные значения коэффициентов отражения от рупора, нагруженного измеряемым образцом Γ и измеряемым образцом на металлической пластине Γ_m , а также двухслойным образцом Γ_{t-s} практически всегда отличаются от истинных коэффициентов отражения от измеряемого образца R и образца на металлической пластине R_m , а также от двухслойной структуры R_{t-s} , то значения последних определяются с учетом поправочных коэффициентов S_{22} и S_{22}^m матрицы рассеяния [3]

$$R = \frac{\Gamma}{1 + S_{22}(1 + \Gamma)}, \quad R_{t-s} = \frac{\Gamma_{t-s}}{1 + S_{22}(1 + \Gamma_{t-s})} \quad (4)$$

$$R_m = \frac{\Gamma_{t-s}}{1 + S_{22}^m(1 + \Gamma_{t-s})}.$$

Значения коэффициентов S_{22} и S_{22}^m в свою очередь определяются по результатам измерений коэффициентов отражения от тестового образца Γ^t и от тестового образца, расположенного на металлической пластине Γ_m^t .

Блок-схема измерительной установки приведена на рис.1, где цифрами обозначены следующие элементы:

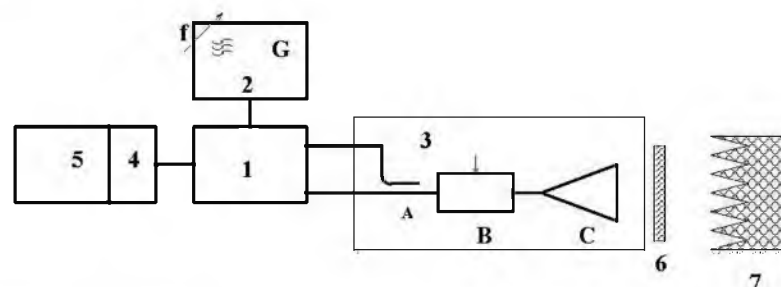


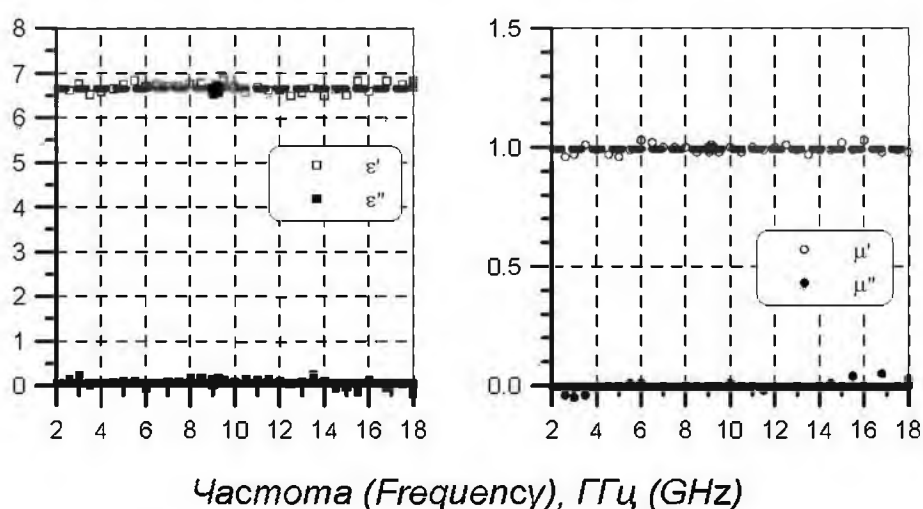
Рис. 1. Блок-схема измерительной установки.

Fig. 1. Block diagram of the measurement setup

- 1 - измеритель разности фаз и отношения уровней,
- 2 - СВЧ генератор,
- 3 - измерительная СВЧ секция в составе: А – направленный ответвитель, В – трансформатор импеданса, С – прямоугольная рупорная антенна,
- 4 - интерфейс КОП,
- 5- персональный компьютер,
- 6 - измеряемый или тестовый образец,
- 7 - объемный радиопоглощающий материал.

Поскольку коэффициент отражения от обычного прямоугольного рупора не превышает величину минус 20...25 дБ, то для измерения низких значений коэффициента отражения используется амплитудно-фазовая компенсация отражений от рупора с помощью трансформатора импеданса до уровней ниже минус 55 дБ.

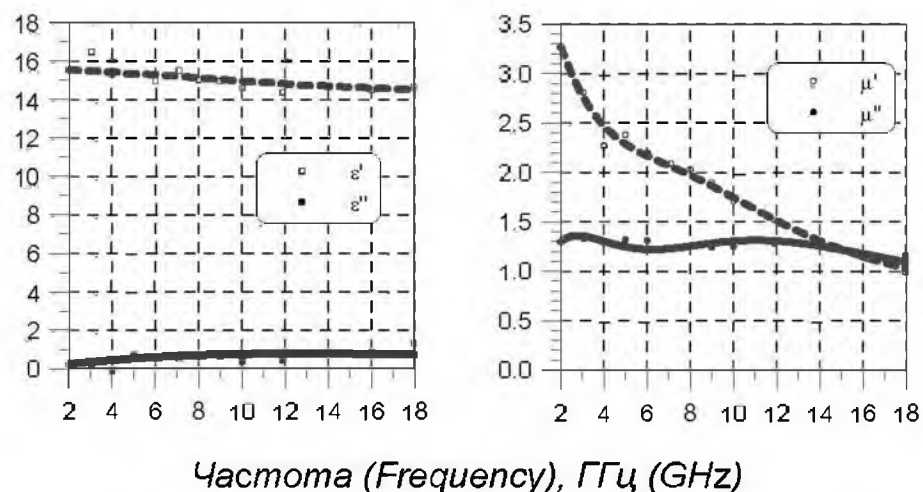
Для демонстрации возможностей методики измерения на рис.2 и 3 приведены результаты измерения ϵ и μ диэлектрического материала – стекла марки М1 и магнитного материала (композитного материала на основе карбонильного железа).



Частота (Frequency), ГГц (GHz)

Рис. 2. Частотная зависимость эффективных проницаемостей стекла.

Fig. 2. Effective permittivity and permeability of glass sample as a function of frequency



Частота (Frequency), ГГц (GHz)

Рис. 3. Частотная зависимость эффективных проницаемостей композитного материала на основе карбонильного железа.

Fig. 3. Effective permittivity and permeability of composite loaded by carbonyl iron powder as a function of frequency

Как видно из рисунков, ошибка измерения ϵ и μ не превышает 10%. Разработанная методика выполнения измерений аттестована в метрологическом институте МО РФ.

III. Заключение

Разработанная методика измерения диэлектрической и магнитной проницаемости является эффективной, позволяет производить измерения образцов листовых материалов, размеры которых не превышают $1.5 - 2 \lambda$ и обеспечивает высокую точность измерений в широком диапазоне частот.

IV. Список литературы

- [1] D. K. Ghodgaonkar et al. IEEE, Trans. Instrum. Meas. vol. 39, No. 2, 387-394 (1990).
- [2] Л. М. Бреховских. Волны в слоистых средах. М. Изд-во АН СССР. 1957. 502 С.
- [3] В. Д. Кукуш. Электрорадиоизмерения. М. 1985. Радио и связь. 368 С.

SETUP FOR MEASUREMENT OF COMPLEX PERMITTIVITY AND PERMEABILITY OF SHEET MATERIALS IN THE HORN NEAR ZONE

Semenenko V. N., Chistyayev V. A.
 Institute for Theoretical and Applied Electromagnetics
 Russian Academy of Sciences
 Izhorskaya 13/19, Moscow, 125412, Russia
 Ph.: +7(095) 4858322, e-mail: vnsem@hotmail.ru

Abstract – Described in this paper is the setup for measurement of complex permittivity and permeability of sheet materials in the horn near zone. The measurements can be made for small samples (compared to several wavelengths) with high accuracy due to special calibration and compensation procedure.

РЕЗОНАТОРНЫЙ ЗОНД БЛИЖНЕПОЛЕВОГО СКАНИРУЮЩЕГО МИКРОВОЛНОВОГО МИКРОСКОПА

Гордиенко Ю. Е., Рябухин А. А., Слипченко Н. И., Ананьин В. В.
Харьковский национальный университет радиэлектроники
пр. Ленина, 14, Харьков – 61166, Украина
Тел.: +38 (057) 7021362; e-mail: ryabukhin@kture.kharkov.ua

Аннотация – Приводится описание высокочастотного резонаторного зонда ближнеполевого сканирующего микроволнового микроскопа на основе связанных объемного и коаксиального резонаторов.

I. Введение

Существующие ближнеполевые микроволновые микроскопы обеспечивают пространственную разрешающую способность порядка нескольких тысячных долей длины волны. В качестве зондов в таких микроскопах применяются: объемные резонаторы с цилиндрической апертурой, коаксиальные резонаторы и кабели, резонаторы и волноводы со щелевыми апертурами, резонансные волноводные штыри, микрополосковые резонаторы и др.

Коаксиальные зонды строятся либо на основе четвертьволнового коаксиального резонатора [1], либо отрезка коаксиального кабеля [2]. Зондирующее поле излучается с острой металлической иглы, соединенной с центральным проводником и выступающей из плоскости апертуры. По мере уменьшения радиуса иглы, увеличивается пространственное разрешение, благодаря локализации взаимодействия между иглой и образцом. Разрешающая способность микроволновой микроскопии в целом определяется размером острия иглы зонда и чувствительностью системы выделения сигналов измерительной информации [3, 4]. Теоретически увеличение разрешающей способности в такой системе можно получить, повышая рабочую частоту. Однако на практике это не может быть реализовано из-за уменьшения исходной добротности коаксиального резонатора в миллиметровом диапазоне. Перспективным направлением повышения разрешающей способности микроволновой микроскопии является создание новых видов высокочастотных резонаторных зондов.

II. Основная часть

Был разработан резонаторный зонд, работающий на частоте 35,79 ГГц, на основе связанных объемного и коаксиального резонаторов (рис.1). Объемный резонатор, работающий на E_{011} типе колебаний, состоит из двух частей в виде чашек. Отверстие в центре основания съемной чашки совместно с иглой образует отрезок коаксиальной линии, имеющей связь с объемным резонатором. Длина этого отрезка равна половине длины волны в коаксиальной линии на рабочей частоте объемного резонатора. Игла является центральным проводником коаксиальной линии и заостренным концом выступает за пределы апертуры. Заостренный конец иглы имеет вид конуса с углом при вершине 0,06 градуса, радиус острия составляет 1 – 1,5 мкм.

Отверстие в чашке, примыкающей основанием к широкой стенке волновода, совместно со штырем, расположенным по центру прямоугольного волновода параллельно его узким стенкам, предназначено для электромагнитной связи резонатора с волноводом. Путём перемещения штыря, входящего в отверстие чашки, можно регулировать степень связи резонатора с волноводом. Игла зонда изготовлена методом электрохимического травления из вольф-

рамовой проволоки диаметром 400 мкм. Фиксация зонда в отверстии резонатора производится с помощью фторопластовой втулки.



Рис. 1. Резонаторный зонд.

Fig. 1. Resonator probe

Настройка зонда заключается в установлении его оптимальной связи с СВЧ трактом, а также подгонке длины иглы и положения ее относительно объемного резонатора (длина выступающей за пределы резонатора и входящей в резонатор частей иглы). Последняя процедура требует довольно кропотливой работы и занимает много времени.

При резонансном коэффициенте передачи - 9,6 дБ и резонансной частоте 35,79 ГГц добротность зонда составила 2750.

Основными электрическими параметрами резонаторных зондов, применяемых в микроволновой микроскопии являются: резонансная частота и добротность; их изменения при взаимодействии зондирующего поля с объектом исследования; коэффициент связи резонатора с линией.

Введение образца в поле зонда приводит к одновременному изменению резонансной частоты и добротности резонатора. Регистрация этих изменений в большинстве случаев предполагает определение параметров невозмущенного и возмущенного образцом зонда. Чем меньше время перехода от одного измерения к другому, тем меньше вероятность изменения выходных сигналов, вызванного мешающими факторами (изменение параметров как самого зонда, не связанное с контролируемыми свойствами образца, так и зондирующего СВЧ сигнала, вызванных в первую очередь изменениями температуры). На момент завершения измерений с возмущенным резонатором в измерителе должны присутствовать результаты измерений невозмущенного резонатора. Существуют два основных способа фиксации параметров невозмущенного резонатора. В первом случае данные о параметрах невозмущенного резонатора сохраняются в опорном резонаторе, а при измерениях сигналы с обоих резонаторов сравниваются.

Во втором способе данные об измеренных предварительно параметрах невозмущенного резонатора оцифровываются и сохраняются в памяти. Измерители, реализующие этот способ, предлагают периодическую установку «нуля». В этом случае точность изме-

рений существенно зависит от стабильности питающего СВЧ генератора и условий контроля (температура, влажность и т.п.).

Сканирование объекта предполагает проведение большого количества одиночных измерений параметров зонда (количество измерений зависит от площади сканируемого объекта и требуемого геометрического разрешения). Для сокращения общего времени сканирования, необходимо сокращать время одиночного измерения. Высокое быстродействие – одно из основных требований к устройству измерителя параметров зондов для сканирующей микроволновой микроскопии. Второе требование – измерение очень малых изменений добротности и частоты, что обуславливает разрешающую способность определения распределения электрофизических свойств и микрорельефа объекта.

Наиболее точными являются способы измерения с использованием синтезатора частоты в качестве источника СВЧ сигнала. Частотная зависимость коэффициента передачи или отражения исследуемого резонатора снимается по точкам. Результаты измерений оцифровываются и передаются в компьютер, где производится математическая обработка полученных данных и расчет добротности. Точность определения резонансной частоты при этом достигает 10^{-7} – 10^{-8} , добротности порядка 0,1%. При проведении измерений температура резонатора должна поддерживаться с точностью 0,01°C. Получение такой высокой точности зачастую требует неоднократных измерений и проведения статистической обработки полученных данных.

Время измерения зависит от шага перестройки частоты; времени установления частоты после её переключения; времени, необходимого для обработки данных.

Высокое быстродействие определения параметров зонда может быть достигнуто следующим образом. Резонаторный зонд возбуждается частотно-модулированным сигналом так, что средняя частота этого сигнала совпадает или мало отличается от резонансной частоты. Частота модуляции значительно ниже частоты СВЧ сигнала, девиация частоты СВЧ сигнала порядка полосы резонатора по уровню половинной мощности. Изменение добротности и резонансной частоты приводит к изменению спектра НЧ сигнала на выходе СВЧ детектора, на вход которого поступает мощность, прошедшая или отраженная от зонда. Спектр этого сигнала содержит комбинационные составляющие частоты модуляции F . В основном ограничиваются определением амплитуды составляющих F и $2F$. Установление связи между изменением составляющих спектра и изменением параметров зонда требует проведения обратных преобразований Фурье. Точность измерений в данном случае зависит от стабильности средней частоты сигнала и величины девиации, а также отклонениями закона модуляции от гармонического.

Для микроволновой микроскопии целесообразным представляется применение модуляционной методики выделения сигналов измерительной информации, обеспечивающей многопараметровость (одновременное определение нескольких параметров), повышение чувствительности и точности измерений, а также ослабляющей зависимость их результатов от всевозможных мешающих факторов. Суть ее заключается в формировании выходного сигнала зонда путем модуляции одной из электрофизических характеристик контролируемого образца и выделения соответствующего изменения одного из параметров зонда.

Для обеспечения многопараметровости контроля и максимального подавления мешающих факторов необходимо строгое решение для каждого вида зонда электродинамической задачи о воздействии образца на его параметры. Адекватные модели зондов предполагают установление количественной взаимосвязи выходных сигналов измерительной информации со значениями измеряемых параметров объектов и мешающих факторов. Такие модели необходимы для количественного и качественного анализа характеристик зондов и их градуировки. Для синтеза оптимальных зондов и их использования в микроскопах необходимо решение обратных задач. Поэтому при создании теории микроволновых зондов следует оценивать ее применимость также для решения задач оптимизации.

III. Заключение

На основе описанного резонаторного зонда был создан макетный образец ближнеполевого сканирующего микроволнового микроскопа для локальной безэлектродной микродиагностики физико-механических, электрических и фотоэлектрических свойств материалов, включая полупроводники, диэлектрики, проводники и сверхпроводники, а также микрослоистые структуры на их основе.

IV. Список литературы

- [1] S. Hong, J. Kim, K. Lee, J. T. Kim, D. Cha, Y. Lee. Tunable resonance cavity control in a near-field scanning microwave microscope. Journal of the Korean physical society. 2002. Vol. 40, No. 5. P. 861-865.
- [2] S. M. Anlage, D. E. Steinhauer, C. P. Vlahacos, B. J. Feenstra, A. S. Thanawalla, W. Hu, S. K. Dutta, F. C. Wellstood. Superconducting material diagnostics using a scanning near-field microwave microscope. IEEE Trans. Appl. Supercond. 1999. Vol. 9. P. 4127-4132.
- [3] Гордиенко Ю. Е. Ближнеполевая сканирующая сверхвысокочастотная микродиагностика объектов в технологии электроники. Наук. вісн. Інституту економіки та нових технологій "Нові технології", 2002, №1, 3-6
- [4] Рябухин А. А., Фурдыло А. Ф. Сканирующий микроволновый микроскоп модуляционного типа. Сб. научн. трудов 9-й Междун. конференции "Теория и техника передачи, приема и обработки информации", Харьков, 2003, с.157-158.

RESONATOR PROBE FOR NEAR-FIELD SCANNING MICROWAVE MICROSCOPE

Gordienko Yu. Ye, Ryabukhin A. A.,
Slipchenko N. I., Ananyin V. V.
Kharkov national university of radioelectronics
Lenin av., 14, Kharkov – 61166, Ukraine
Ph.: +38 (057) 7021362
e-mail: ryabukhin@kture.kharkov.ua

Abstract – Resonator probe, operating at 35,7 GHz and based on the connected cavity and coaxial resonators, has been developed. Sample insertion in a field of the probe results in simultaneous change of resonance frequency and Q-factor of the resonator that allows to determine characteristics of the sample analyzed.

On the basis of described resonator probe the model prototype of a near-field scanning microwave microscope for local contactless micro-diagnostics of physicomechanical, electric and photo-electric properties of substances, including semiconductors, dielectric materials, conductors and superconducting materials, and also sandwich structures on their basis has been created.

ПРИМЕНЕНИЕ КОМБИНИРОВАННОГО МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕНН

Усин В. А.¹, Ковальчук В. А.², Марков В. И.³, Филоненко А. Б.³
¹Харьковский Национальный университет радиоэлектроники

пр. Ленина, 14, Харьков - 61166, Украина
e-mail: usin_va@rambler.ru

² Харьковский университет Воздушных Сил,
ул. Ключковская, 228, Харьков, 61184, Украина

³ ОАО «Холдинговая компания «Укрспецтехника»
ул. Трутенко 2, Киев - 03022, Украина

Тел.: +3804633-44423; e-mail: Markov_VI@ust.ic.com.ua

Аннотация – Предлагается метод измерения параметров антенн в ближней зоне излучения, сочетающий элементы амплитудного (бесфазового) и голографического (амплитудно-фазового) методов. Такой подход существенно облегчает решение задачи достоверного восстановления ДН при достаточно умеренных требованиях к техническим характеристикам автоматизированных измерительных комплексов и точности измерения фазового распределения поля.

I. Введение

Широко распространенные голографические методы настройки и испытаний антенн основаны на измерении амплитудно-фазового распределения (АФР) на заданной поверхности и последующем преобразовании результатов измерений АФР в ближнем поле излучения в поле дальней зоны – диаграмму направленности (ДН) антенны [1, 2]. Этот метод требует проведения достаточно точных измерений амплитуды и фазы. Известно, что проведение измерений амплитудного распределения (АР) поля с относительно высокой точностью существенно проще, чем фазового распределения (ФР), на точность измерения которого существенно влияет стабильность параметров подвижной линии передачи опорного (измерительного) сигнала, ошибки установки зонда в заданное положение и его отклонение от поверхности сканирования, температурная зависимость и ряд других факторов [1, 2].

Поэтому представляются весьма желательными поиски других, альтернативных методов решения задачи достаточно точного восстановления ДН. Одним из них является амплитудный метод (АМ), позволяющий заметно расширить область применения существующих (относительно недорогих) автоматизированных измерительных комплексов (АИК) ближнего поля [3]. Суть АМ состоит в восстановлении характеристик антенн по результатам измерения только амплитудного распределения на двух поверхностях, расположенных вблизи антенны [4-7].

В отличие от голографических, амплитудные методы не требуют фазовых измерений ближнего поля. Поэтому целесообразно сочетать возможности АМ с существующими методами ближнезональных измерений.

Целью настоящей работы является:

- анализ влияния различных факторов на точность восстановления АФР и ДН амплитудным методом;
- анализ возможностей измерений параметров антенн комбинированным методом, сочетающим амплитудный и голографический методы.

II. Основная часть

Теоретические вопросы определения АФР на апертуре антенны и, соответственно, восстановления ДН по амплитудным измерениям достаточно

подробно рассмотрены в [4]. С точки зрения теории электромагнитного поля задача восстановления поля антенны в дальней зоне по известному ближнему полю на поверхности, охватывающей антенну, относится к краевым задачам электродинамики. В наиболее простом случае измерений на плоскости, поля на плоскостях в ближней и дальней зоне связаны (с точностью до несущественных множителей) преобразованием Фурье. В результате обработки амплитудных измерений в ближней зоне требуется восстановить информацию о фазе ближнего поля (решить «фазовую проблему»). Суть большинства алгоритмов восстановления ФР заключается в увеличении объема измерительной информации за счет измерения АР поля на дополнительной поверхности и использовании априорных данных об антенне [5].

Амплитудные данные на каждой измерительной плоскости представляют собой входные данные, используемые для реконструкции фазы. Результатом выполнения итераций являются комплексные амплитудно-фазовые распределения на плоскости апертуры и на каждой из двух измерительных плоскостей. Рассчитанная метрика ошибок на двух измерительных плоскостях в этом случае оценивается для принятия решения о продолжении или завершении итерационного процесса. Соответствующий критерий завершения процесса включает как абсолютную величину максимальной ошибки, так и предел сходимости ошибки. Если критерий завершения выполняется, программа заносит полученные значения амплитуды и фазы на апертуре и двух измерительных плоскостях в память и прекращает итерационный процесс. Если критерий не выполняется, процесс продолжается до его удовлетворения. ДН и параметры антенны рассчитываются по полученным амплитудно-фазовым распределениям на любой из этих плоскостей, используя стандартные методы

Точность восстановления фазового распределения (ФР) зависит от многих факторов и, прежде всего, от близости «начальной оценки» АФР в антенне к действительному амплитудному и ФР на апертуре и наличия априорной информации о геометрии исследуемой антенны [5]. Поэтому для ускорения сходимости итерационного процесса восстановления АФР в антенне в качестве начального фазового приближения целесообразно использовать результаты непосредственных измерений (пусть даже «грубых») фазы ближнего поля с помощью АИК или ФР, полученное от встроенной системы контроля.

Известным недостатком АМ является необходимость решения нелинейных обратных задач для реконструкции ФР по измеренным амплитудным данным. Как следствие, определение ФР по амплитудным измерениям является некорректной задачей.

Погрешности определения параметров антенн по измерениям амплитуды поля в ближней зоне можно

разделить на три большие группы: методические, инструментальные и погрешности обработки (последние практически несущественны).

Методические погрешности восстановления ДН амплитудными методами определяется рядом факторов, которые присущи как обычному голографическому методу (размеры области измерения ближнего поля, дискретизация измерений, точность измерения АР, ФР и т.д.), так и специфическими для АМ: выбором положения поверхностей, на которых производится измерения амплитуды ближнего поля и расстояний между ними, начальным приближением к искомому АФР и т.д.

Ввиду сложности получения аналитических выражений для оценки влияния методических погрешностей на точность определения отдельных параметров антенн целесообразно проводить численные расчеты. Такой подход позволяет проанализировать влияние различных факторов на точность определения характеристик антенн и выработать рекомендации для практической реализации АМ [6-9].

Приведем некоторые результаты.

1. Приемлемую погрешность определения боковых лепестков (~ 1 дБ) на уровне значений ДН минус 25÷30 дБ можно получить при незначительном превышении области измерения над размерами антенны (на $8 \cdot 10\lambda$). Максимально допустимая величина шага измерений, позволяющая пренебречь ошибками за счет дискретизации, составляет $\lambda/2$.

2. Точность восстановления ДН существенно зависит от расположения поверхностей измерений и начального фазового приближения. Если пространственный разнос поверхностей измерений соизмерим с размерами антенны, точность восстановления АФР и скорость сходимости итерационного процесса восстановления достаточно высока.

На рис. 1 приводится ДН, восстановленная при следующих условиях: размер антенны 10λ , расстояние до первой и второй плоскости измерений, соответственно, 5λ и 10λ , размеры области измерения ближнего поля 32λ , дискретность измерения АР $\lambda/2$, главный лепесток ДН отклонен на угол 20° при синфазном начальном приближении к ФР, инструментальные ошибки измерений АР отсутствуют. Точками показаны значения истинной ДН; пунктиром и сплошной линией ДН, восстановленные, соответственно, на 50 и 200 итерациях; n – номер отсчета ДН, дискретность расчета $\Delta u = \Delta(\sin\theta) = 2/N$; $N=64$.

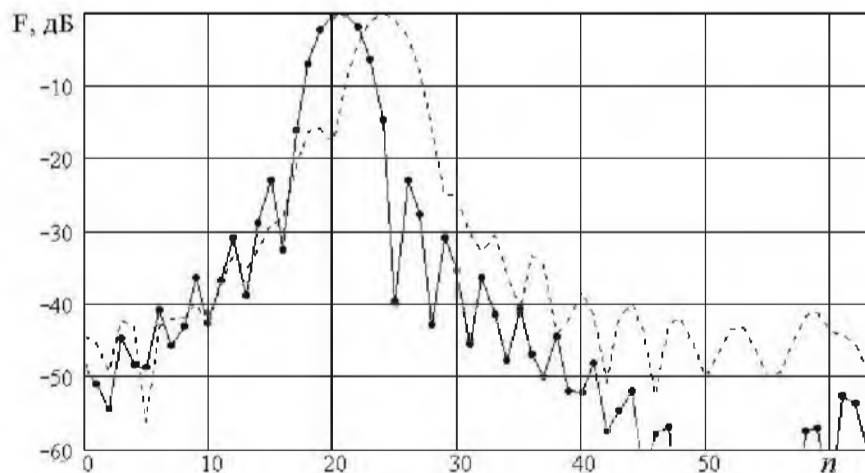


Рис. 1.

Fig. 1

При малом разnose плоскостей измерения восстановление ДН в принципе возможно, но скорость сходимости достаточно мала и существенно зависит от начальной оценки АФР на апертуре антенны (особенно ФР) и геометрии измерений. Объясняется это тем, что при малом разnose плоскостей различия между АР на них малы, что не позволяет корректно проводить реконструкцию ФР и восстанавливать ДН с достаточной точностью.

3. Рассмотрим возможности комбинированного метода восстановления ДН. При известном направлении главного максимума (НГМ) антенны (например, полученном на АИК) ДН с достаточно высокой точностью можно восстановить по АР поля, измеренному на одной поверхности. Отметим, что при этом итерационный процесс восстановления ДН сходится медленнее.

Сказанное выше подтверждается экспериментами по определению характеристик линейной волновооднощелевой антенны сантиметрового диапазона волн на АИК [3]. Поскольку высокую точность определения НГМ можно обеспечить при сравнительно грубых измерениях ФР [2], то совместное применение амплитудного и голографического методов обеспечивает высокую точность восстановления АФР на апертуре антенны и расчета её ДН. На рис.2 приведена ДН, восстановленная по измерениям АР на одной поверхности и оценке НГМ, полученной на АИК.

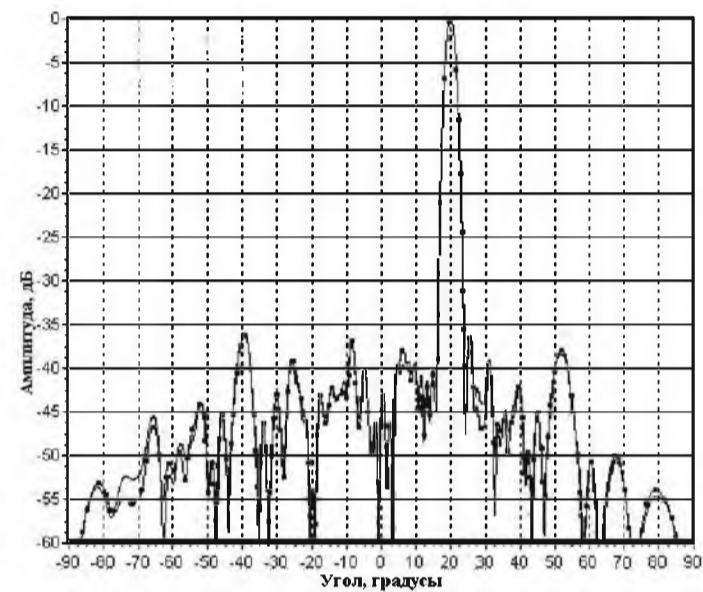


Рис. 2.

Fig. 2.

Наличие информации о НГМ позволяет также достаточно точно оценить фазовое распределение на апертуре ФАР (рис.3). На рис. 2, 3 точками отмечены расчетные значения ДН и ФР на апертуре ФАР, сплошными кривыми – восстановленные. Линейная составляющая ФР, соответствующая НГМ ДН на рис. 3 скомпенсирована.

Применение комбинированного метода восстановления ДН дает возможность проводить полевые испытания антенн в неконтролируемых температурных условиях.

III. Заключение

Результаты математического моделирования и физические эксперименты свидетельствуют об эффективности предложенного комбинированного метода для определения характеристик антенн, особенно в сантиметровом и миллиметровом диапазоне волн.

Использование амплитудного метода совместно с традиционной техникой ближнезонных измерений дает возможность повысить точность определения параметров антенн в случае искажения полученной фазовой информации вследствие ошибок позиционирования зонда на неидеальной измерительной поверхности, наличия фазовых искажений в подвижной линии передачи СВЧ сигнала и меняющейся температуры. Использование результатов традиционных амплитудно-фазовых измерений в качестве «начальной оценки» для процесса реконструкции фазы обеспечивает достоверный расчет ДН ФАР для отклоненных лучей даже в случае достаточно больших ошибок позиционирования зонда и других фазовых ошибок и искажений. Возможности предлагаемого подхода подтверждены многочисленными экспе-

рименами. Устойчивость метода была испытана в условиях наличия преднамеренного искажения измеренных данных.

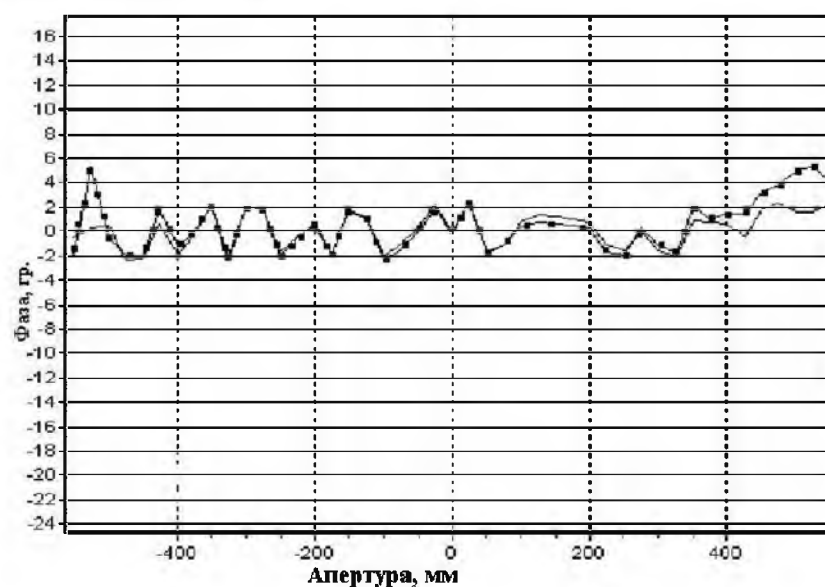


Рис. 3.

Fig. 3.

Применение предлагаемого метода позволяет расширить частотную область применения существующих автоматизированных измерительных комплексов ближнего поля и сократить объем и время проведения измерений относительно амплитудного метода за счет ограничения числа измерительных поверхностей до одной.

IV. Список литературы

- [1] Бахрах Л. Д. и др. Методы измерений параметров излучающих систем в ближней зоне. – Л.: Наука, 1985.
- [2] Shifrin Ya. S., Usin V. A. Statistical theory of antenna measurements. Telecommunications and Radio Engineering, 2002, v.58, №8, pp. 34 – 83.
- [3] Автоматизированный измерительный комплекс для измерений характеристик антенных устройств в ближней зоне излучения. Киев, «Специальная техника и вооружение», № 1-2, февраль 2002, с. 45-46.
- [4] Pierri R., D'Elia G., Soldovieri F. A Two Probes Scanning Phaseless Near-Field Far-Field Transformation Technique, IEEE Trans. Antennas and Propagation, 1999, vol. 47, No. 5, pp. 792-802.
- [5] Yaccarino R. G., Rahmat-Samii Y. Progress in phaseless near-field antenna measurement research at the university of California, Los Angeles, 2001 IEEE Int. Antennas Propagat. Symp. Dig. vol. 39. pp. 416 – 419, July 2001.
- [6] Bucci, O. M., D'Elia, G., and Migliore, M. D. An Effective Near-Field Far-Field Transformation Technique from Truncated and Inaccurate Amplitude-Only Data, IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. AP-47, no. 9, pp. 1377-1385, September 1999.
- [7] Yaccarino R., Samii Y. Phaseless and conventional planar near-field antenna measurements: effects of random and systematic probe position errors, in Proc. AMTA Meeting, pp.286-291, 2000.
- [8] Усин В. А., Анохина О. Д., Нечеса А. В. Точностные характеристики амплитудных методов определения параметров антенн. Сб. трудов III международной НТК «Антенно-фидерные устройства, системы и средства связи» - Воронеж. – 1997. – Т.1, с. 289-293
- [9] Anohina O. D., Antonov G. S., Nечеса A. V., Usin V. A. Statistical Estimations of Accuracy of Antenna Performance Determination by Amplitude Methods. Proc. of the 2-nd Int. conf. on Antenna Theory and Techniques. – Kyiv (Ukraine), pp. 213 – 215, May, 1997.

IMPLEMENTATION OF COMBINED ANTENNA MEASUREMENT METHOD

Usin V. A.¹, Kovalchuk V. A., Markov V. I.,
Filonenko A. B.

¹Kharkov National University of Radio Electronics
14 Lenin Ave., Kharkov, 61166, Ukraine
Ph.: (057) 7328050, e-mail: usin_va@rambler.ru

Abstract – To enhance the performance of existing near field antenna test facilities the approach to far field pattern determination using both the amplitude and phase measurements and the phaseless measurement techniques is proposed. Both simulated and measurement results are presented to demonstrate the utility of such approach.

I. Introduction

In order to reduce these drawbacks of available NF/FF techniques and improve the performances of less expensive measurement set-ups, thus extending the usable frequency range, the idea of reconstructing the far field from only amplitude near field data has been proposed and successively developed.

II. Main Part

A comparative evaluation of conventional (amplitude and phase) and phaseless (amplitude only) near-field antenna measurement techniques for antennas with electronically scanning beams shows that success of using such algorithms depends on many factors, first of all, on the proximity of the "initial guess" to the actual amplitude and phase distribution (APD) over the antenna's aperture. It is highly desirable to have at least a rough model of phase distribution (PD) or to get rough estimation of the beam position obtained from measured amplitude distribution (AD). The best variant is to use measured PD. Even if the phase information is inaccurate, it allows determining a direction of the beam in space, improving process of convergence and reducing the number of iterations (it is highly desirable to have the information about the position of the beam as precise as possible).

The proposed approach is able to take into account all the available a priori information concerning the far-field, the near-field in the measurement regions, the construction of antenna under test and the accuracy of the measurement set-up. The main advantage of the proposed approach is the possibility to improve the results of conventional method in the case when obtained phase information is inaccurate due to non-ideal measuring probe locations and phase distortions in moving cables. In this case, the phase retrieval algorithms allow more accurately reproducing the true antenna pattern because of the diminished sensitivity of the amplitude of the near-field, as compared to the phase, with respect to the measurement errors.

The reconstructed far field and APD on antenna's aperture from the only amplitude data on measurement surfaces using information of direction of the beam obtained from APD on measurement plane are compared with the true far field and the APD on aperture.

Both simulated and measurement results are presented to demonstrate the utility of such approach.

III. Conclusion

The main advantage of the proposed approach is the possibility to improve the results of conventional method in the case when obtained phase information is inaccurate due to non-ideal measuring probe locations and phase distortions in moving cables. In this case, the phase retrieval algorithms allow more accurately reproducing the true pattern of the PAA because of the diminished sensitivity of the amplitude of the near-field, as compared to the phase, with respect to the measurement errors. Since the proposed technique allows overcoming the drawbacks related to the measurement of the phase distribution and, at the same time, to obtain a good accuracy in the results, the approach seems to be very attractive in many real applications.

МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ИЗМЕРЕНИЯ СВЧ-СИГНАЛОВ И ОБРАБОТКА РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ

Беренштейн В.П., Рабинов А. А., Цыцарев А. Ю., Черепанов Н. В.

ОАО «НПО «Алмаз»

125190, Москва, Ленинградский пр-т, д. 80

тел.: +7(095)158-97-82, факс: +7(095) 158-56-71

Аннотация – Разработан алгоритм измерения параметров и обработки данных радиоэлектронных устройств и контроля оборудования с помощью современных измерительных приборов и программного обеспечения. Приведен алгоритм и пример управления и измерения параметров аналоговых СВЧ-устройств.

I. Введение

В настоящее время электронно-вычислительная техника является неотъемлемой частью большинства автоматизированных информационно – управляющих и информационно – измерительных систем, используемых в различных областях. До внедрения в производственный цикл этих систем функции диагностики оборудования выполнял человек, от квалификации и опыта которого, а также его настройки и других субъективных факторов, зависел успех работы предприятия.

После долгого и тщательного поиска и анализа различных сред программирования, авторами статьи была предложена в качестве среды программирования для создания информационно – управляющих и информационно – измерительных систем использовать программное обеспечение Vee Pro и измерительные приборы, выпускаемые мировым лидером подобных систем фирмой Agilent Technologies (до 1998г. - часть фирмы Hewlett-Packard).

Программа Agilent Vee Pro – это мощная графическая инструментальная среда программирования, предназначенная для управления устройствами и измерительными приборами и анализа результатов измерений. Мощные средства анализа модуля MATLAB, полностью интегрированного в Vee Pro, предоставляют пользователю широкий выбор функций цифровых вычислений, обработки сигнала и инженерной графики. Программа Agilent Vee Pro позволяет реализовать любые задачи по управлению измерительным оборудованием, проведением измерений и составлением отчетов, обеспечивает интеграцию между другими программами, например, приложениями Microsoft Office. Также имеется стандартный набор органов контроля и индикации для построения передней панели на экране монитора, хорошо развитые средства управления ходом программы, основные математические функции над действительными и комплексными числами, минимальный набор действий по цифровой обработке сигналов и развитое обеспечение работы стандартных интерфейсов RS-232, GPIB и VXI. Таким образом, Vee Pro идеально подходит для построения систем сбора, управления и обработки данных с применением внешних измерительных СВЧ-приборов и устройств.

Подобная схема измерения особенно полезна при проведении испытаний СВЧ-устройств.

II. Основная часть

Известны различные варианты сопряжения измерительных устройств и систем с ПК. В целом все они представляют собой симбиоз комплекса аппаратных

и программных средств. Рассмотрим алгоритм измерения и контроля ПАВ-генератора с выходной частотой сигнала 1200 МГц. Предложенный алгоритм позволяет производить измерения тока потребления ($I_{пот}$), амплитуды сигнала (U_c), частоты сигнала (F), нестабильности частоты (F_{nest}), среднего уровня шумов ($P_{ш_cp}$) и пикового уровня шумов ($P_{ш_пик}$), при различных напряжениях источника питания, а так же выводить на экран значения измеренных данных, значения ошибок (данных не соответствующих техническим условиям исследуемого устройства) и формировать отчет в формате MS Word.

На рис 1 приведена схема соединения измерительных приборов с компьютером через интерфейс GPIB для измерения параметров ПАВ-генератора. Для обмена через такой интерфейс необходим компьютер, с установленной картой 82350 GPIB, и подключенных к ней блока питания Agilent E3632A для управления напряжением питания ПАВ-генератора и анализатора спектра HP8563E для измерения параметров сигнала генератора.

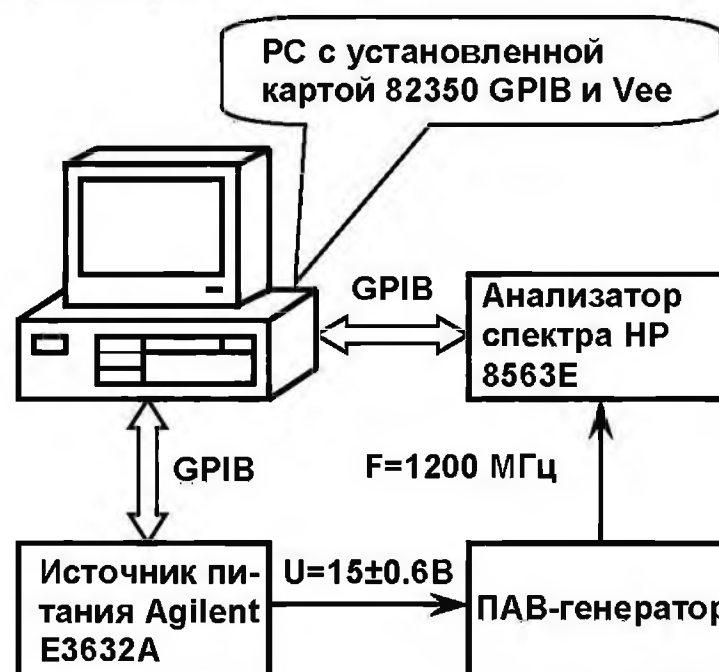


Рис. 1. Схема для управления и измерения параметров ПАВ-генератора.

Fig. 1. Circuit for control and measurement of SAW-generator parameters

Разработанная программа имеет два режима: режим измерения и режим чтения измеренных данных, которые записываются в файл и выводятся на экран. Так же существует однократный и многократный режимы измерения данных. В однократном режиме программа проходит весь рабочий цикл 1 раз, а в многократном режиме программа проходит неограниченное количество циклов измерения с периодичностью в 1 минуту до остановки самим пользователем. Во время запуска программы в режиме измерения, сначала задается номинальное значение напряжение питания ($E_{пит} = 15В$). Далее происходят измерения тока потребления ($I_{пот}$) ПАВ-генератора внутренним измерителем тока блока питания E3632 и параметров сигнала анализатором спектра HP8563E, данные,

которых записываются в “массив данных”, если они соответствуют ТУ, или в “массив ошибок”, если не соответствуют ТУ. Далее измерения повторяются при изменении напряжений питания 14,4В и 15,6В, после чего, оба массива обрабатываются программой, выводятся на экран и сохраняются в файле. В режиме чтения данных программа считывает из файла последних измерений количество измеренных рабочих циклов, массивы данных и ошибок, дату и время последнего измерения выводит на экран и формирует отчет в формате MS Word.

На Рис.2 показан алгоритм измерения и контроля ПАВ-генератора.

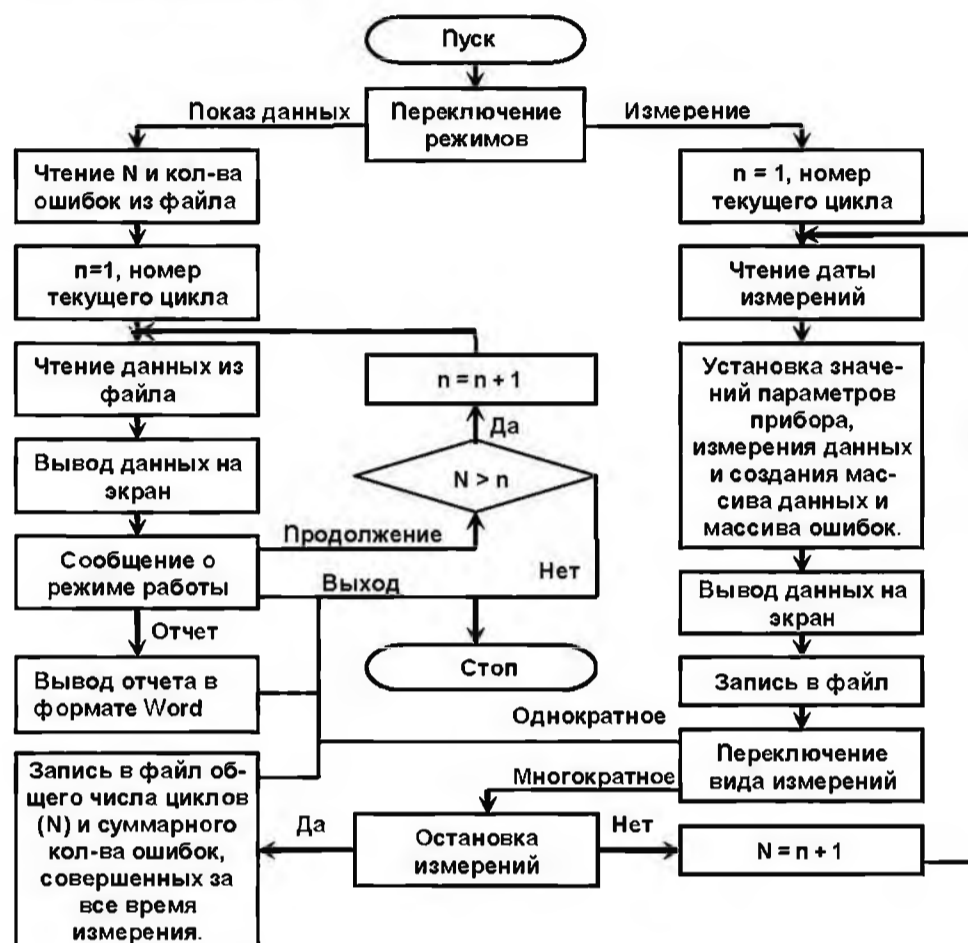


Рис. 2. Алгоритм измерения и контроля ПАВ-генератора.

Fig. 2. Algorithm for SAW-generator measurement and control

По этому алгоритму была разработана программа. Внешний вид панели управления этой программы, которая выводится на экран монитора, показана на рис.3. На этой панели кнопка “Пуск” служит для запуска программы, переключатели “Режим” - для переключения рабочих режимов и “Измерение” для выбора типа измерения. Переключатель “Остановка измерений” останавливает после завершения очередного рабочего цикла программу во время непрерывного режима измерения данных. В графах “Time” – отображается текущее время и дата измерения, “Пункт ТУ”, “Параметр”, “Знач. ТУ” – номер пункта в ТУ, измеренный параметр по ТУ и Значение в ТУ соответственно при различных напряжениях источника (“Напр. ист.”). В графе “Измерение” отображаются значения, измеренные приборами, которые соответствуют требованиям ТУ. Если хотя бы одно значение будет не соответствовать требованиям ТУ, то это значение будет отображаться в графе “Ошибка”. Общее количество ошибок, за прохождения одного цикла измерений, суммируется и отображается в графе “Текущих ошибок”, а за прохождение всех циклов в графе “Всего ошибок”. Так же на панели можно посмотреть реальный спектр сигнала ПАВ-генератора и управлять масштабом его сетки.

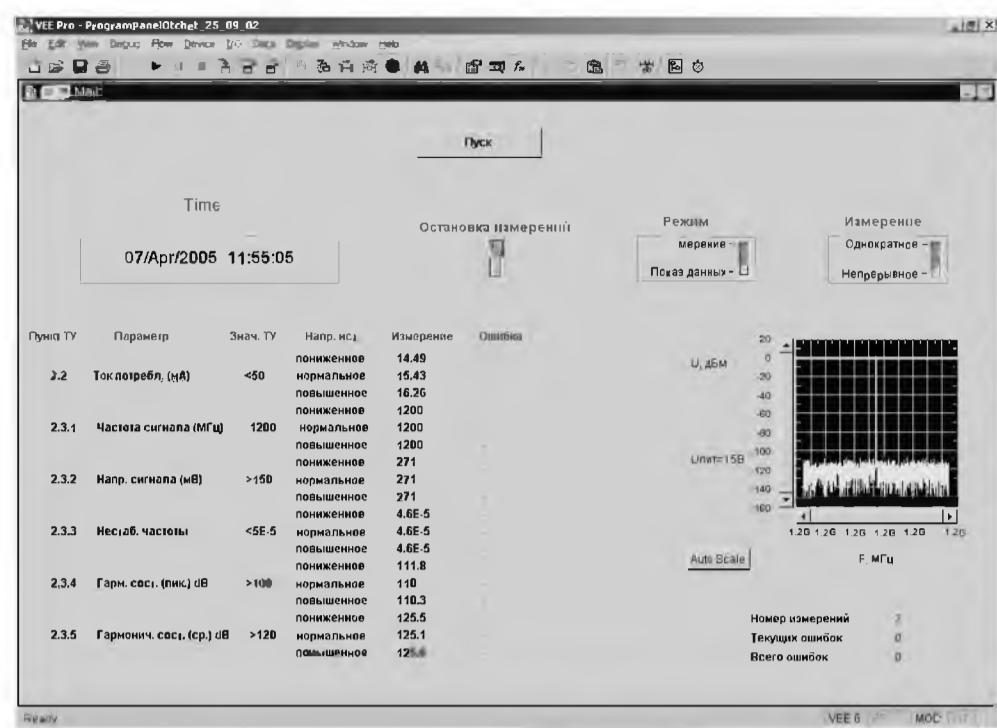


Рис. 3. Внешний вид панели управления программы.

Fig. 3. Software control panel

III. Заключение

В данной работе представлен пример метода контроля и управления аналогового СВЧ-устройства. Приведена реальная программа измерения СВЧ-устройства. На основе разработанных программ можно контролировать много более сложные устройства СВЧ, цифровые, цифроаналоговые и аналоговые блоки, шкафы и т.д.

IV. Список литературы

- [1] Новиков Ю. В., Калашников О. А., Гуляев С. Э., “Разработка устройств сопряжения”. – Москва, 1998.
- [2] Основы метрологии и электрические измерения: / Под ред. Е. М. Душина – 6-е изд., перераб. и доп. - Л.: Энергоатомиздат, 1987. – 480 с.
- [3] Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Советское радио, 1964. – 695 с.

DIVICE CONTROL MEASUREMENT AND CHECKING METHODS AND ALGORITHMS

Berenshtein V. B., Rabinov A. A.,
Tsytsarev A. U., Cherepanov N. V.
“ALMAZ” SCIENTIFIC INDUSTRIAL CORPORATION
125190, Leningradsky prospect, 80, Moscow, Russia
Tel. +7 (095) 158 97 82, fax. +7 (095) 158 56 71
e-mail: info@raspletin.ru

There were developed some parameters measurement and radio-electronic device data processing algorithms using modern measurement instrumentation and special software support. There was given analog device parameters control and measurement algorithm and examples.

МОДЕЛИРОВАНИЕ КОЛЕБАНИЙ ШЕПЧУЩЕЙ ГАЛЕРЕИ В БОЧКООБРАЗНОМ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОМ РЕЗОНАТОРЕ С КАПИЛЛЯРОМ

Блудов Ю. В.

Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины
ул. Акад. Проскуры, д. 12, Харьков - 61085, Украина
Тел.: (057)744-83-31; e-mail: bludov@ire.kharkov.ua

Аннотация – Приведены результаты численного моделирования колебаний шепчущей галереи (ШГ) в бочкообразном диэлектрическом резонаторе с капилляром. Показано, что различия в диэлектрических свойствах заполняющих капилляр жидкостей проявляются в величине сдвига резонансной частоты, изменения амплитуды и добротности колебаний ШГ.

I. Введение

Для измерений диэлектрической проницаемости и тангенса угла потерь диэлектриков в микроволновом диапазоне электромагнитных волн нашли применение дисковые диэлектрические резонаторы (ДР), возбуждаемые на волнах шепчущей галереи (ШГ) [1]. В то же время исследование ДР в форме полусферы [2], возбуждаемых на колебаниях ШГ, показало, что добротность их колебаний превышает добротность колебаний дисковых ДР того же диаметра. Таким образом, использование полусферических ДР для измерения электрических характеристик жидкостей является перспективным с точки зрения повышения точности измеряемых параметров по сравнению с достигаемой при использовании дисковых ДР. Однако основной недостаток сферических и полусферических ДР заключается в том, что в них спектр колебаний ШГ *E*-типа является вырожденным, и данный недостаток затрудняет практическое использование сферических и полусферических ДР в устройствах микроволновой электроники. Следует отметить, что одним из способов разрежения спектра колебаний ШГ *E*-типа (снятия вырождения) является использование бочкообразного диэлектрического резонатора (БДР). Идея данного резонатора заключается в следующем: известно, что пространственное распределение электромагнитного поля вынужденных колебаний ШГ имеет форму пояса на поверхности полусферы. При этом наиболее узким пояском обладают колебания с наименьшим полярным индексом ($m=1$). БДР получается из полусферического ДР путем удаления тех частей полусферы, в которых электромагнитное поле колебаний ШГ с полярным индексом $m=1$ отсутствует.

Настоящая работа посвящена численному моделированию колебаний ШГ в БДР с заполненным жидкостью капилляром.

II Основная часть

Рассмотрим модельный БДР, симметричный относительно азимутального угла φ в сферической системе координат и расположенный на идеально проводящем металлическом зеркале (которое размещено при $\varphi = 0, \pi$). Сечение данного ДР при фиксированном значении азимутального угла φ изображено на рис.1. Таким образом, модельный БДР 1 в сечении представляет собой урезанный полукруг с радиусом $R=39$ мм. При этом размеры хорды и основания данного урезанного полукруга равны $L_b=25$ мм и $L_s=12$ мм, соответственно. При этом мы считаем, что данный ДР сделан из фторопласта с диэлектри-

ческой проницаемостью $\epsilon_r = 2.04$, магнитной проницаемостью $\mu_r = 1$, электрическими потерями $\sigma_r = 6,069 \times 10^6$ ед. СГСЕ и без магнитных потерь ($\rho_r = 0$). Мы полагаем, что данный модельный БДР окружен вакуумом 2, диэлектрическая и магнитная проницаемости которого равны единице ($\epsilon_v = \mu_v = 1$), а электрические и магнитные потери отсутствуют ($\sigma_v = \rho_v = 0$). Кроме того, на расстоянии $R_c = 33,5$ мм от начала координат параллельно металлическому зеркалу расположен заполненный немагнитной жидкостью капилляр 3, длина и радиус которого составляют $L_c = 32$ мм и $r_c = 0,5$ мм, соответственно, а диэлектрическая проницаемость и электрические потери жидкости в котором равны соответственно ϵ_L и σ_L (стенки капилляра мы не учитываем). Так как наличие капилляра нарушает азимутальную симметрию БДР, то для конкретных координат r, θ мы будем усреднять диэлектрические проницаемости и электрические потери на интервале $0 \leq \varphi \leq \pi$. Для моделирования распространения электромагнитных волн на бесконечности мы поместим идеально согласованный с вакуумом поглощающий сферический слой 4 в промежутке $r_{ba} \leq r \leq r_{ea}$ (здесь $r_{ba} = 78$ мм, $r_{ea} = 97,5$ мм), диэлектрическая и магнитная проницаемости которого $\epsilon_a = \mu_a = 1$, а электрические и магнитные потери в поглощающем слое 4 с ростом r растут по квадратичному закону:

$$\sigma_a = \rho_a = \sigma_{\max} (r - r_{ba})^2 / (r_{ea} - r_{ba})^2 \quad (\text{здесь } \sigma_{\max} = 1,75 \times 10^{10} \text{ ед. СГСЕ}).$$

Кроме того, для того, чтобы избежать проблемы сингулярностей в уравнениях Максвелла, мы в начале координат расположим металлическую полусферу 5 с радиусом $r_m = 14$ мм, а при полярных углах $\theta = 0, \pi$ расположим два металлических конуса 6, оси которых совпадают с прямыми $\theta = 0, \pi$ и у которых углы между образующими и

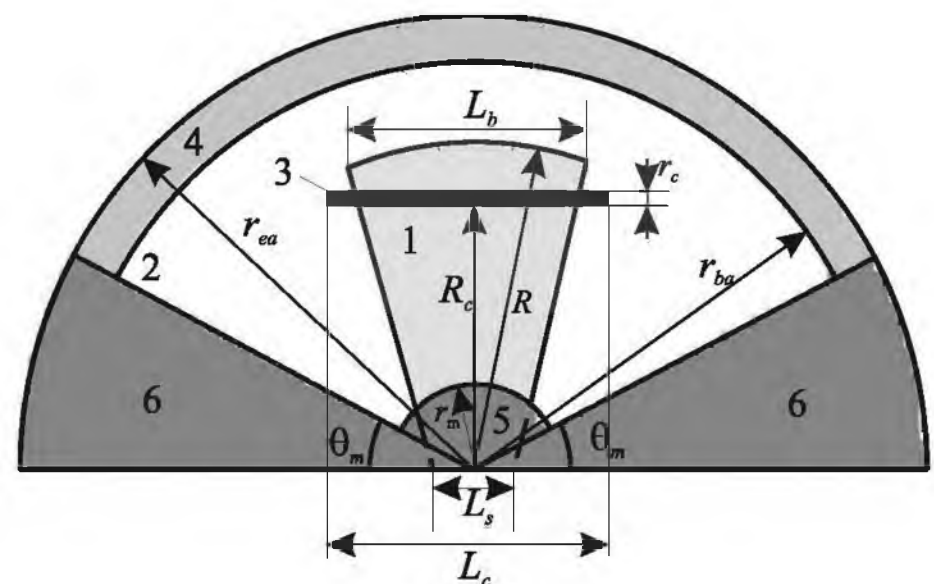


Рис. 1.

Fig. 1.

осями равны $\theta_m = 30^\circ$.

Расчет колебаний ШГ в модельном БДР мы производили 2,5-мерным методом FDTD на регулярной координатной сетке в координатах r, θ с шагом по радиальной координате $\Delta r = 0,26$ мм, а по полярной координате – $\Delta \theta = \pi/180$ и шагом по времени $\Delta t = 4,0 \times 10^{-13}$ с.

Для моделирования емкостной щели в прямоугольном волноводе, возбуждающей данный БДР, использовалась комбинация из нескольких жестких синфазных сферических источников излучения, расположенных на сферической дуге длиной $L_e = 7,2$ мм, с центром на луче $\theta = \pi/2$ и с радиальной координатой $r_e = 38,22$ мм, одинаковой для всех жестких источников излучения (щель в форме дуги выбрана для удобства привязки линейной щели к сферической системе координат). При этом амплитуда сферических источников излучения косинусоидально уменьшалась по мере удаления от центра комбинации (данный метод мы будем называть модифицированным принципом Гюйгенса). Для получения спектра колебаний ШГ в БДР данный резонатор возбуждался широкополосным сигналом – модулированным синусоидальным сигналом, с гауссовой формой огибающей. После этого производилось дискретное Фурье-преобразование отклика ДР на широкополосное возбуждение и в результате получался спектр ДР.

В таблице 1 приведены характеристики колебаний ШГ с азимутальным индексом $k=36$ и полярным индексом $m=1$ в БДР в случаях, когда капилляр заполнен воздухом, спиртом (с комплексной диэлектрической проницаемостью $4.05+i.1.06$), ацетоном (с комплексной диэлектрической проницаемостью $14.5+i.9.2$) или водой (с комплексной диэлектрической проницаемостью $16.17+i.26.82$). Также в таблице 1 приведены сдвиг резонансной частоты $\Delta f = f - f_0$ (где $f_0 = 36.115$ ГГц – резонансная частота вышеописанного колебания ШГ при воздушном заполнении капилляра), амплитуда колебаний ШГ при резонансе A (относительно амплитуды колебаний ШГ при воздушном заполнении капилляра) и добротность Q колебаний ШГ.

Таблица 1

Table 1

Заполнение капилляра	Δf , МГц	A , dB	Q
Воздух	0	0	2778
Спирт	-19	-7,02	1640
Ацетон	-85	-22,87	311
Вода	-99	-32,69	109

Как видно из табл.1, наличие жидкости в капилляре приводит к уменьшению резонансной частоты колебаний ШГ, а также к уменьшению амплитуды и добротности колебаний.

III. Заключение

Проведенное численное моделирование колебаний ШГ в БДР с капилляром показало, что различия в диэлектрических свойствах заполняющих капилляр жидкостей проявляются в величине сдвига резонансной частоты Δf , амплитуды A и добротности Q колебаний ШГ.

Данный БДР с капилляром может быть использован в качестве измерительной ячейки диэлектрических характеристик жидкостей.

IV. Список литературы

- [1] Annino G., Bertolini D., Fittipaldi M., Longo J., Martinelli M. Dielectric properties of materials using whispering gallery dielectric resonators: Experiments and perspectives of ultrawaveband characterization, J. of Chemical Physics, 2000, V.112, No 5, P. 2308-2314.
- [2] Козум А. Е., Кутузов В. В., Филиппов Ю. Ф., Харьковский С. Н. Колебания типа шепчущей галереи в квазиоптическом полусферическом диэлектрическом резонаторе, Известия ВУЗов СССР. Радиоэлектроника, 1997, Т.40, № 2, с.19 – 26.

SIMULATION OF WHISPERING GALLERY OSCILLATIONS IN THE BARREL-TYPE DIELECTRIC RESONATOR WITH CAPILLARY

Bludov Y. V.

Usikov Institute of Radiophysics and Electronics
NAS of Ukraine

12 Acad. Proskury St., Kharkov-61085, Ukraine
Ph.: (057)744-83-31, e-mail: bludov@ire.kharkov.ua

Abstract – Simulation of whispering gallery oscillations (WGO) in the barrel-type dielectric resonator (BDR) with capillary is carried out. The influence of the dielectric properties of liquids in the capillary on the parameters of the WG oscillations is shown.

I. Introduction

The fact that WGO hemispherical dielectric resonator (HDR) possesses higher Q-factor compared with that of disk dielectric resonator. Thus, using HDR for measurement of the dielectric properties of liquids can result in more precise measurements. In other hand, for WGO degeneracy elimination in HDR the BRD was proposed earlier, the BDR being obtained from the HDR by cutting off the parts of the HDR, in which the electromagnetic field of WGO with polar index $m=1$ is absent. This paper deals with the simulation of the WGO in BDR with a capillary filled by liquid.

II. Main Part

As the model for the 2,5-dimensional FDTD simulation of the WGO in BDR we used the symmetrical BDR with regard to the azimuth angle φ in the spherical coordinate system, placed on the ideally conducting flat metal mirror (placed at $\varphi = 0, \pi$). The cross-section of this BRD is shown in Fig.1. The BDR 1 is made of teflon and its cross-section has a shape of truncated circle. This BDR is surrounded by vacuum 2. The capillary 3, filled by liquid is inserted in the resonator. Since the symmetry is being broken by the capillary, to avoid that we calculate the dielectric constant and electric losses in the point r, θ as average over the interval $0 \leq \varphi \leq \pi$. We also use the Berenger perfectly matched layer 4. To avoid the singularity problems we set a metal hemisphere 5 at the point of origin and two cones 6 at polar angles $\theta = 0, \pi$. We excited the BDR by the capacitive slit at the waveguide, which was modeled by the array of hard sources. The information about the resonance frequency shift Δf , amplitude of the WGO at resonance A and Q-factor for different liquids in the capillary are placed in table 1.

III. Conclusion

It was shown that the different liquids placed in the capillary result in different resonance frequency shift Δf , amplitude of the WGO at resonance A and Q-factor. This BDR can be used as measurement cell for the liquid dielectric characteristics measurement.

ИЗМЕРЕНИЕ ДОБРОТНОСТИ РЕЗОНАТОРОВ МОДУЛЯЦИОННЫМ МЕТОДОМ

Трушкин А. Н.

Севастопольский национальный технический университет

Севастополь - 99053, Украина

Тел.: (0692) 235108, e-mail: RT.SevGTU@stel.sebastopol.ua

Аннотация – Рассмотрен способ измерения добротности резонаторов, основанный на использовании амплитудно-модулированного сверхвысокочастотного сигнала. Получены соотношения, связывающие добротность резонатора с частотой модуляции. Проведен анализ погрешности измерения.

I. Введение

Избирательные и энергетические свойства колебательной системы определяются ее добротностью Q , поэтому требования к точности измерения этого параметра постоянно возрастают. Очевидно, что в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах волн к точности воспроизведения частоты и амплитуды напряжения источником СВЧ сигнала измерителя Q резонансного типа должны предъявляться достаточно жесткие требования. Для измерения добротности с малой погрешностью в автоматическом режиме необходим синтезатор частот. Однако погрешность измерения частоты f_0 , обусловленная плоскостью вершины резонансной кривой, может оказаться при этом достаточно большой.

Один из путей повышения точности заключается в расчете добротности по значениям частот f_{11} , f_{21} , измеренных на одинаковом уровне мощности на левом и правом склонах резонансной кривой [1]. Однако полоса пропускания высокодобротных колебательных систем миллиметрового диапазона может оказаться соизмеримой с нестабильностью частоты синтезатора.

В таких случаях используется модуляционный метод измерения [2], позволяющий рассчитывать добротность колебательной системы по значениям напряжений СВЧ детектора, полученным на фиксированных частотах модуляции.

II. Основная часть

Предлагаемый способ измерения добротности реализован по схеме, приведенной на рисунке 1.

Блок обработки и управления формирует управляющие сигналы для генераторов СВЧ и НЧ. Низкочастотный генератор устанавливается на частоту Ω_1 . При этом сигнал на выходе СВЧ генератора оказывается промодулированным частотой Ω_1 по амплитуде. Сигнал на выходе первого СВЧ детектора имеет вид

$$U_1 = K_{\partial 1} E^2 M^2 \cos^2 2\pi\Omega_1 t, \quad (1)$$

где $K_{\partial 1}$ - коэффициент преобразования первого СВЧ детектора; E напряженность поля; M - коэффициент амплитудной модуляции.

Напряжение U_1 поступает на узкополосный фильтр, настроенный на частоту $2\Omega_1$. Выходной сигнал фильтра детектируется низкочастотным детектором. Напряжение на выходе этого детектора с учетом (1) будет иметь вид

$$U_2 = K_{\partial 1} E^2 M^2 K_{\partial нч} K_{\phi}, \quad (2)$$

где $K_{\partial нч}$ - коэффициент преобразования низкочастотного детектора; K_{ϕ} - коэффициент передачи фильтра.

Сигнал на выходе второго СВЧ детектора можно представить в виде

$$U_3 = K_{\partial 2} E^2 (1 + MK_P \cos 2\pi\Omega_1)^2, \quad (3)$$



Рис. 1. Структурная схема измерения добротности.

Fig. 1. Block diagram of Q-factor measurements

где $K_{\partial 2}$ - коэффициент преобразования второго СВЧ детектора; K_P - модуль коэффициента передачи объемного резонатора.

Под действием управляющего сигнала СВЧ генератор перестраивается по частоте.

Сигнал U_3 поступает на блок управления и обработки, где подается на узкополосный фильтр, настроенный на частоту Ω_1 . Напряжение на выходе фильтра с учетом (3) можно представить в виде

$$U_4 = 2K_{\partial 2} E^2 MK_{\phi} \frac{\cos 2\pi\Omega_1 t}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{f_0}{f_0 - \Omega_1} - \frac{f_0 - \Omega_1}{f_0} \right)^2}},$$

где Q - добротность исследуемого резонатора; f_0 - резонансная частота резонатора.

Сигнал U_4 детектируется низкочастотным детектором, поэтому напряжение на его выходе имеет вид

$$U_5 = 2K_{\partial 2} E^2 M \frac{K_{\partial нч} K_{\phi}}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{f_0}{f_0 - \Omega_1} - \frac{f_0 - \Omega_1}{f_0} \right)^2}},$$

Схема фиксации максимума блока обработки и управления останавливает процесс перестройки СВЧ генератора в момент максимального значения напряжения U_5 , которое запоминается. Таким образом СВЧ гене-

ратор настраивается на частоту резонанса исследуемого объемного резонатора.

Напряжение U_5 делится на напряжение U_2 и результат деления запоминается в виде безразмерного коэффициента N_1 .

На втором этапе измерения низкочастотный генератор по действием управляющего напряжения устанавливается на частоту Ω_2 и процесс обработки сигналов СВЧ детекторов осуществляется аналогично описанному выше. В результате формируется и запоминается напряжение U_6 .

Процедура вычисления добротности Q осуществляется по алгоритму

$$Q = \sqrt{N_1^2 - 1} \frac{f_0(f_0 - \Omega_1)}{\Omega_1(2f_0 - \Omega_1)}. \quad (4)$$

Резонансная частота определяется по формуле

$$f_0 = \frac{(n_2^2 - 4n_1n_3)^{1/2}}{2n_1} - \frac{n_2}{2n_1}, \quad (5)$$

где
$$n_1 = 2 \left(\frac{U_5}{U_2} \sqrt{\frac{U_2^2 - U_5^2}{U_2^2 - U_6^2} \frac{\Omega_2}{\Omega_1}} - 1 \right);$$

$$n_2 = \frac{U_6}{U_5} \frac{\Omega_2}{\Omega_1} \sqrt{\frac{U_2^2 - U_5^2}{U_2^2 - U_6^2}} (2\Omega_1 + \Omega_2) - 2\Omega_2 - \Omega_1;$$

$$n_3 = \Omega_2^2 \frac{U_6}{U_5} \sqrt{\frac{U_2^2 - U_5^2}{U_2^2 - U_6^2}} - \Omega_1\Omega_2.$$

III. Заключение

Расчет показывает, что погрешность измерения Q на частоте $f_0=37,5$ ГГц при измерении напряжений с погрешностью 0,1% не превышает одного процента (рис. 2).

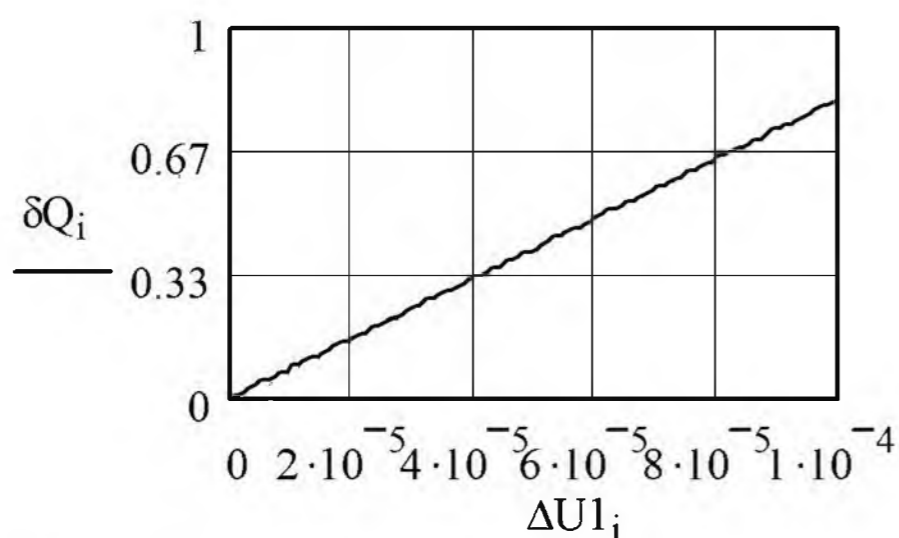


Рис. 2. Результаты расчета погрешности измерения добротности на частоте 37,5 ГГц.

Fig. 2. Calculated Q-factor measurement error at 37.5 GHz

IV. Список литературы

- [1] Трушкин А. Н. Способ измерения добротности колебательных систем/ А.Н. Трушкин// Вестн. СевГТУ. Сер. Информатика, электроника, связь: Сб. науч. тр. — Севастополь, 2000. — Вып. 26. — С. 68-69.
[2] А.с. 1718144 СССР, МКИ³ G01R 27/26. Измеритель добротности колебательных систем/ А.Н. Трушкин, А.Д. Плоткин, И.Л. Афонин (СССР).-№ 4792074/21; Заявл. 8.12.89; Опубл. 7.03.92. Бюлл. №9//Открытия. Изобретения.-1990.-№31. С.255.

MEASUREMENTS OF WAVE RESONATOR Q-FACTOR USING A MODULATION TECHNIQUE

Trushkin A. N.
Sevastopol National Technical University
Sevastopol, Ukraine, 99053
E-mail: RT.SevGTU@stel.sevastopol.ua

Abstract – A technique for resonator Q-factor measurements is considered based on the application of an amplitude-modulated microwave signal. Relations between the resonator Q-factor and modulation frequency have been obtained. Measurement precision has been analyzed.

I. Introduction

Selectivity and power properties of an oscillatory system are determined by its Q-factor, which imposes increasingly strict requirements on the measurement accuracy for this parameter. In mm and submm bands the accuracy of the voltage frequency and amplitude reproduction by a microwave source in a resonance-type Q-factor measuring device should obviously meet very rigid requirements. A frequency synthesizer is necessary for high-accuracy automatic Q-factor measurements. However, the frequency measurement error f_0 may appear to be significantly large due to the flat top of the resonance curve.

A way to increase the accuracy involves the Q-factor calculation by the values of frequencies f_1 and f_2 measured at similar power levels on the left and right slopes of the resonance curve [1]. However, the passband of high-Q mm-wave oscillatory systems may be commensurable with the instability of a synthesizer frequency.

In such cases a modulated measuring technique is applied [2] enabling the calculations of the oscillatory system Q-factor by the microwave detector voltage values obtained for fixed modulation frequencies.

II. Main Part

The voltage at the detector output has the following appearance:

$$U_5 = 2K_{o2}E^2M \frac{K_{\text{онч}}K_{\phi}}{\sqrt{1+Q^2 \left(\frac{f_0}{f_0 - \Omega_1} - \frac{f_0 - \Omega_1}{f_0} \right)^2}}$$

The maximum clamp in the processing and controlling unit stops the microwave generator tuning at the moment a maximum voltage value U_5 is reached. This value is stored in memory.

During the second stage of measurements, a low-frequency generator is set at the Ω_2 frequency under the control voltage action, and the process is repeated.

III. Conclusion

Our calculations show the Q-factor measurement error at the frequency $f_0=37.5$ GHz during voltage measurements with an error of 0.1% to be below one percent (Fig. 2).

СВЧ ЗОНД С МОДУЛИРУЕМОЙ ЭПР

Алешкевич Н. Н., Кныш В. П., Малый С. В.
НИИ прикладных физических проблем им. А. Н. Севченко Белгосуниверситета,
факультет радиофизики и электроники Белгосуниверситета
Курчатова 7, Минск – 220064; Республика Беларусь
Тел.: +375172122480; e-mail: abudai@yandex.ru

Аннотация – Рассмотрены возможности синтеза СВЧ зонда с модулируемой ЭПР в виде вибратора с фотоуправляемой нагрузкой и диполя из фоточувствительного полупроводника.

I. Введение

В системах измерения распределений СВЧ полей вполне определенное и обоснованное место занимают системы с использованием пассивных зондовых устройств с модулируемой эффективной поверхностью рассеяния (ЭПР).

В ряде работ рассматривались зондовые системы с использованием элементов из фоточувствительного полупроводника, отсутствие в которых линий связи и управления значительно уменьшает искажение исследуемых распределений СВЧ полей. При этом размеры и форма зонда обычно выбираются из условий необходимых разрешающей способности и поляризационной характеристики [1,2].

В докладе рассмотрены возможности использования таких элементов как в качестве нагрузки металлических вибраторов, так и в качестве материала для изготовления рассеивающих диполей.

II. Основная часть

Расчеты ЭПР вибраторов с нагрузкой проводились в среде пакета Ansoft HFSS 9.1, базирующегося на методе конечных элементов.

Приведены результаты расчета зависимости ЭПР вибратора с фотоуправляемой нагрузкой и ее модуляции от размеров вибратора и величины нагрузки. Получено, что для вибраторов с размерами $L = 0,05 \lambda \div 0,5 \lambda$ коэффициент модуляции 70 – 80 % можно достичь при изменении сопротивления нагрузки R_n на 2 порядка. Причем с уменьшением размеров вибратора зона максимальной модуляции ЭПР смещается в область более высоких значений нагрузки.

Синтез зонда в виде диполя из полупроводника и анализ его характеристик включает в себя следующие этапы:

1. Выбор удельного сопротивления полупроводника из условий минимизации ЭПР в неосвещенном состоянии.
2. Расчет модуляционных характеристик и выбор оптимального источника света.
3. Анализ характеристик рассеяния зонда.

Все они предполагают расчет поля рассеяния \vec{E}^s либо индуцированного в объеме зонда тока с плотностью $\vec{J}(\vec{r})$, которые связаны между собой уравнением:

$$\vec{J}(\vec{r}) = [\sigma(\vec{r}) + j\omega\epsilon_0(\epsilon - 1)]\vec{E}(\vec{r}) = \tau(\vec{r})\vec{E}(\vec{r})$$

где $\vec{E}(\vec{r})$ - общее электрическое поле внутри тела, равное сумме падающего \vec{E}^i и рассеянного полей \vec{E}^s .

Рассеянное поле $\vec{E}^s(\vec{r})$ выражается через $\vec{J}(\vec{r})$ при помощи тензорной функции Грина $G(\vec{r}, \vec{r}')$ свободного пространства:

$$\vec{E}^s(\vec{r}) = P.V. \int_V \vec{J}(\vec{r}') G(\vec{r}, \vec{r}') dV' - \frac{\vec{J}(\vec{r})}{3j\omega\epsilon_0}$$

где «P.V.» – символ, означающий «главное» значение интеграла.

Для тонких диполей существенны в векторном уравнении лишь компоненты поля и тока, направленные вдоль диполя и поэтому уравнение сводится к скалярному. Решать это уравнение удобно «методом моментов», когда тело разбивается на элементарные подобъемы, для каждого из которых верны приведенные уравнения [3].

При расчете электродинамических характеристик диполя из полупроводникового материала размеры подобъемов определялись в зависимости от распределения проводимости по объему диполя. А она в свою очередь зависела от состояния поверхности полупроводника и спектрального состава управляющего светового потока.

Расчеты проводились для диполя из монокристаллического кремния длиной L и сечением $a \cdot a$ и отношением $a/L = 0,1$. Получено, что рассеянный сигнал практически не зависит от удельного сопротивления кремния при $\rho \geq 100 \text{ Ом} \cdot \text{см}$. Анализ зависимости рассеяния от электрической длины диполя L/λ показал, что резонансные явления проявляются при удельном сопротивлении кремния $\rho > 2 \div 3 \text{ Ом} \cdot \text{см}$. При модуляции удельного сопротивления от «темнового» до этого значения коэффициент модуляции практически не зависит от электрических размеров диполя.

В докладе проведен анализ технически реальных ситуаций, как по характеристикам полупроводникового материала, так и по источникам света. Получено, что для диполя с реально обработанной поверхностью полупроводника с электрической длиной $L/\lambda \sim 0,4 \div 0,5$ наиболее эффективны источники света с длиной волны $\lambda_c \approx 1,05 \div 1,0 \text{ мкм}$, а для $L/\lambda \sim 0,05 - \lambda_c \approx 0,95 \div 1,0 \text{ мкм}$.

В отличие от вибратора с нагрузочным элементом, который имеет металлические плечи с большой проводимостью, конечное значение проводимости по объему диполя определяет зависимость распределения тока в нем и, соответственно, характеристик рассеяния от распределения падающего поля.

В докладе приведены расчетные характеристики рассеяния диполя в зависимости от угла падения на него волны и от удельного сопротивления материала диполя. Оказалось, что смещение максимума диаграммы рассеяния зонда при данном угле падения тем больше, чем меньше проводимость материала и чем меньше электрические размеры диполя. При уменьшении проводимости также происходит увеличение асимметрии диаграммы рассеяния диполя. Этот момент необходимо учитывать при определении геометрии измерительной установки.

Определенный интерес представляет анализ величины минимальной ЭПР зонда, определяющей

вносимые в измеряемое поле искажения. Численные расчеты показали, что минимальная ЭПР вибратора с нагрузкой ($R_n > 10 \text{ кОм}$) больше ЭПР неосвещенного полупроводникового диполя для $L = 0,5 \lambda$ на 13 дБ, а для $L = 0,05 \lambda$ - на 3 дБ.

В докладе обсуждаются результаты эксперимента в трехсантиметровом СВЧ диапазоне с кремниевыми диполями и источником света с $\lambda_c = 1,06 \text{ мкм}$. При освещении диполя с $L = 0,05 \lambda$ лучом лазера с интенсивностью в 8 Вт/см^2 ЭПР зонда изменялась с $0,02 \text{ мм}^2$ до $3,21 \text{ мм}^2$. Для диполя $L = 0,37 \lambda$ и интенсивностью освещения $\sim 1 \text{ Вт/см}^2$ это изменение составило $5 \div 120 \text{ мм}^2$.

III. Заключение

В докладе рассмотрен один из возможных вариантов стенда для измерения распределений СВЧ полей с фотоуправляемым полупроводниковым зондом. При исследовании относительно небольших поверхностей рационально использовать для приема рассеянного зондом сигнала двухфокусное зеркало. При этом в одном из фокусов располагается зонд, во втором – приемная антенна измерителя. В случае сканирования зондовой системой полупроводниковый рассеиватель освещается модулированным светом через световод. Если существует возможность сканирования исследуемым объектом, то зондовую систему можно зафиксировать и освещать зонд лучом света (лазером). Зеркало и элементы крепления зонда располагаются вне зоны сканирования. Измерение амплитуды и фазы рассеянного зондом сигнала осуществляется на частоте модуляции светового потока.

IV. Список литературы

- [1] Хофер, Джекобс, Шумахер. Видимое воспроизведение изображений объектов на субмиллиметровых и миллиметровых волнах.- Зарубежная радиоэлектроника, 1972, №6, с. 93-107.
- [2] И. А. Вайнберг, Э. И. Вайнберг, В. А. Павельев. Индикация структуры электромагнитного поля при помощи неравновесных носителей тока в полупроводниках.- Радиотехника и электроника, 1971, т. XVI, №3, с.458-460.
- [3] Livesay D. E., Chen K.-M. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1974, MTT-22, №12, p1273-1280.

A MICROWAVE PROBE WITH MODULATED SCATTERED CROSS-SECTION

Aleshkevich N. N., Knysh V. P., Maly S. V.
A. N. Sevchenko Scientific Research Institute
of Applied Physics Problems,
Radio Physics and Electronics Faculty, BSU
7 Kurchatova Str., Minsk, Belarus, 220064
phone:+375 (172) 122480, e-mail: abudai@yandex.ru

Abstract – A possibility is discussed of developing a microwave probe with a modulated scattered cross-section in the form of a vibrator with a photo-controlled load and a photosensitive semiconductor dipole.

I. Introduction

Passive probes with modulated scattered cross-sections find applications in microwave EM field measuring systems. In this report a possibility of employing photosensitive semiconductors as design components in the manufacture of microwave probes is considered.

II. Main Part

Calculations of modulated scattered cross-section loaded vibrators for microwave probes have been carried out using the Ansoft HFSS 9.2 software suite based on the finite element method.

Results of calculating the dependence of the vibrator scattered cross-section with a photo-controlled loaded on the vibrator size and load value are presented. It has been established that for vibrators with dimensions $L = 0.05 \lambda + 0.5 \lambda$, a 70-80% modulation percentage is attainable by varying the load resistance by 2 orders of magnitude.

The method of moments has been used to calculate the scattering characteristics for a probe in the form of a semiconductor vibrator. Numerical modeling has been conducted for a monocrystal-silicon vibrator with the length L and the cross-section $a \times a$, where $a/L = 0.1$. It has been established that the scattered signal shows virtually no dependence on the specific resistance of silicon at $\rho \geq 100 \Omega \cdot \text{cm}$. For a semiconductor probe with the electrical length $L/\lambda = 0.4 \div 0.5$, optical sources with the wavelengths $\lambda_c = 1.05 \div 1.0 \mu\text{m}$ are most effective, while for $L/\lambda = 0.05 - \lambda_c = 0.95 \div 1.0 \mu\text{m}$.

The report presents estimated scattering performance of a semiconductor probe depending on the EM wave angle of incidence and semiconductor resistivity.

III. Conclusion

The report discusses the possibility of designing microwave field measuring systems using passive photo-controlled probes.

АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ МАТЕРИАЛОВ СВЧ-ЭЛЕКТРОНИКИ

Горев Н. Б., Коджеспирова И. Ф., Привалов Е. Н., Суханов А. И.
 Институт технической механики НАН и НКА Украины
 ул. Лешко-Попеля, 15, Днепропетровск – 49005, Украина
 Тел. +38 0562 472533, e-mail: gorev@itm11.dp.ua

Аннотация – Описан аппаратно-программный комплекс для диагностики тонкопленочных структур GaAs, позволяющий определять концентрацию незаполненных глубоких центров на границе активного слоя и прогнозировать напряжение отсечки полевых транзисторов с помощью вольт-фарадных измерений при освещении инфракрасным светом.

I. Введение

На характеристики арсенидгаллиевых тонкопленочных приборов, в частности полевых транзисторов с барьером Шоттки (ПТШ), существенное влияние оказывают глубокие центры вблизи границы активного слоя. Для диагностики этих центров обычно используются методы, требующие наличия омических контактов, что не позволяет использовать их для диагностики исходных полупроводниковых пластин до изготовления приборов. Кроме того, интегральная электроника предъявляет жесткие требования к разбросу параметров приборов, вследствие чего необходимы методы прогнозирования этого разброса. В данной работе описан аппаратно-программный комплекс для диагностики тонкопленочных структур GaAs, позволяющий определять концентрацию незаполненных глубоких центров на границе активного слоя и прогнозировать напряжение отсечки ПТШ с помощью вольт-фарадных (C–V) измерений при освещении инфракрасным (ИК) светом.

II. Основная часть

Основы методик, реализуемых данным аппаратно-программным комплексом, заключаются в следующем.

Концентрация N_{vac} незаполненных глубоких центров определяется по увеличению Δh_I ширины проводящего канала при ИК (примесном) освещении, которое находится из C–V измерений. Выражения, из которых определяется N_{vac} , следующие [1]:

$$\Delta h_I = \sqrt{\frac{2\epsilon\epsilon_0 k T N_{vac}}{q^2 N_d (N_d + N_{vac})}} \left[\sqrt{\ln N_d / n_{sub0}} - \sqrt{\ln N_d / (n_{sub0} + \beta I)} \right], \quad (1)$$

$$\Delta h_I = \epsilon\epsilon_0 S \left(\frac{1}{C_{infI}} - \frac{1}{C_{inf0}} \right), \quad (2)$$

где N_d – плотность легирования пленки, n_{sub0} – темновая концентрация свободных носителей в подложке, I – интенсивность освещения, β – коэффициент в выражении, связывающем концентрацию n_{subI} свободных носителей в подложке при освещении с интенсивностью освещения: $n_{subI} = n_{sub0} + \beta I$, S – площадь барьерного контакта; C_{infI} , C_{inf0} – ординаты точки перегиба на C–V кривой, в которой эта кривая становится из выпуклой вниз (обычное поведение) выпуклой вверх при наличии и отсутствии освещения соответственно. Выражения (1)–(2) позволяют опре-

делить N_{vac} (вместе с n_{sub0} и β) из измеренных зависимостей $\Delta h_I - I$ и C–V (концентрация N_d легко находится с помощью известных соотношений C–V профилирования).

Прогнозирование напряжения отсечки основано на том, что зависимость высокочастотной фотоемкости тонкопленочных структур GaAs от напряжения на барьере Шоттки имеет вид узкого пика, расположенного в окрестности напряжения перекрытия канала (отсечки), причем напряжение отсечки V_{po} выражается через параметры этого пика следующим образом [2]:

$$V_{po} = \frac{1}{2} (V_{inf} + V_{max}), \quad (3)$$

где V_{max} – напряжение, соответствующее максимуму фотоемкости, V_{inf} – абсцисса точки перегиба на кривой зависимости фотоемкости от напряжения слева от максимума.

Аппаратно-программный комплекс позволяет измерять C–V характеристики (при разных интенсивностях ИК-освещения) под управлением компьютера и определять из них концентрацию N_{vac} незаполненных глубоких центров и напряжение отсечки по формулам (1)–(3). Комплекс включает:

- измеритель емкости E7-12;
- персональный компьютер;
- адаптер канала общего пользования (КОП);
- адаптер аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразователя (АЦП / ЦАП);
- программное обеспечение для управления измерениями и определения N_{vac} и V_{po}

Измеритель емкости подключен к компьютеру с помощью установленных в компьютере адаптеров КОП и АЦП / ЦАП. Блок-схема комплекса приведена на рис. 1.

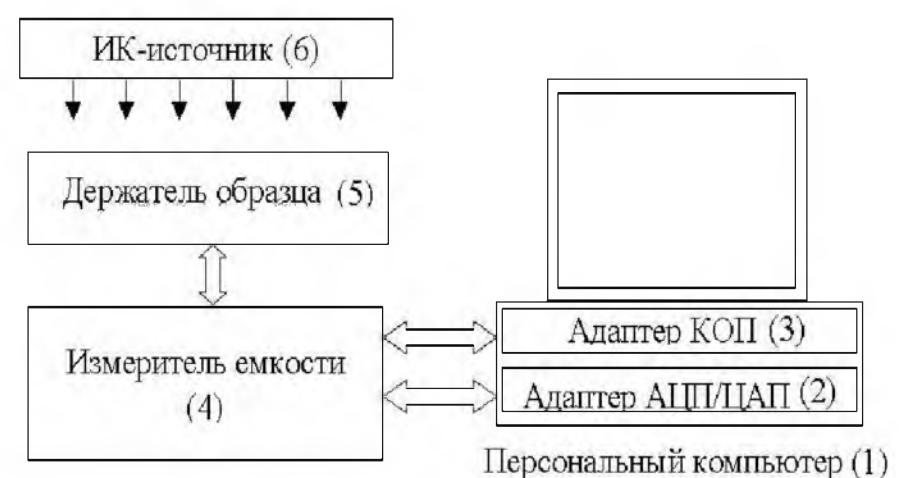


Рис. 1. Блок-схема аппаратно-программного комплекса.

Fig. 1. Block diagram of the hardware/software system: 1 - personal computer; 2 - ADC/DAC card; 3 - GPIB interface card; 4 - capacitance meter; 5 - wafer holder; 6 - infrared source

Комплекс опробован на пластинах GaAs со сформированными ПТШ. Типичные результаты измерений представлены на рис. 2 и рис. 3.

HARDWARE/SOFTWARE SYSTEM FOR CHARACTERIZATION OF MICROWAVE ELECTRONICS MATERIALS

Gorev N. B., Kodzheshpurova I. F.,
Privalov E. N., Sukhanov A. I.
Institute of Technical Mechanics
of the National Academy of Sciences
and the National Space Agency of Ukraine
15 Leshko-Popel St., Dnepropetrovsk – 49005, Ukraine
phone: +38 0562 472533; e-mail: gorev@itm11.dp.ua

Abstract – A hardware/software system for characterization of GaAs thin-film structures is described. The system makes it possible to determine the concentration of vacant deep traps at the film–substrate (or film–buffer layer) interface and to predict the MESFET threshold voltage from C–V measurements under infrared illumination.

I. Introduction

The performance of GaAs thin-film devices, in particular MESFETs is strongly affected by deep traps in the vicinity of the film–substrate (or film–buffer layer) interface. These traps are usually characterized by methods that necessitate ohmic contacts, which gives no way of using them in virgin wafers prior to the device fabrication. Besides, integral electronics places stringent requirements on device parameter spread, thus calling for methods to predict this spread. This paper describes a hardware/software system for characterization of GaAs thin-film structures which makes it possible to determine the concentration of vacant deep traps at the film–substrate (or film–buffer layer) interface and to predict the MESFET threshold voltage from C–V measurements under infrared illumination.

II. Main Part

The concentration N_{vac} of vacant deep traps is determined from the extrinsic (infrared) illumination-induced increase Δh_i in the conductive channel width which is found from C–V measurements [1]. This concentration is extracted using Eqs. (1)–(2).

The MESFET threshold voltage prediction is based on the fact that in GaAs thin-film structures the high-frequency photocapacitance–voltage curve has the form of a narrow peak located in the vicinity of the barrier voltage at which the channel is pinched off (threshold voltage) and the threshold voltage V_{po} is expressed in terms of the parameters of this peak as in Eq.(3) [2].

The hardware/software system allows one to measure C–V characteristics (at different illumination intensities) under the control of a computer and to extract from them the concentration N_{vac} of vacant deep traps and the threshold voltage V_{po} using Eqs. (1)–(3). The system includes:

- E7-12 capacitance meter;
- personal computer;
- general-purpose interface bus (GPIB) interface card;
- analog-digital and digital-analog converter (ADC/DAC) card;
- software to control measurements and extract N_{vac} and V_{po} .

The capacitance meter is connected to the computer via the GPIB interface card and the ADC/DAC card installed in the computer. The bloc diagram of the system is shown in Fig. 1.

The system has been tested using GaAs MESFET wafers. Typical results are shown in Figs. 2 and 3. As illustrated in Fig. 2, the concentration N_{vac} shows wide spread over the wafer, and in the presence of a buffer layer N_{vac} is much lower than without it as it must. As can be seen from Fig. 3, the threshold voltage prediction accuracy is reasonably high.

III. Conclusion

The hardware/software system described above can be easily incorporated into the GaAs device/IC fabrication cycle. If mercury probes are used, the system will make it possible to characterize virgin wafers. There are strong grounds to believe that the system may also be applied to other A_3B_5 thin-film semiconductor structures, such as InP or GaN-based MESFET structures.

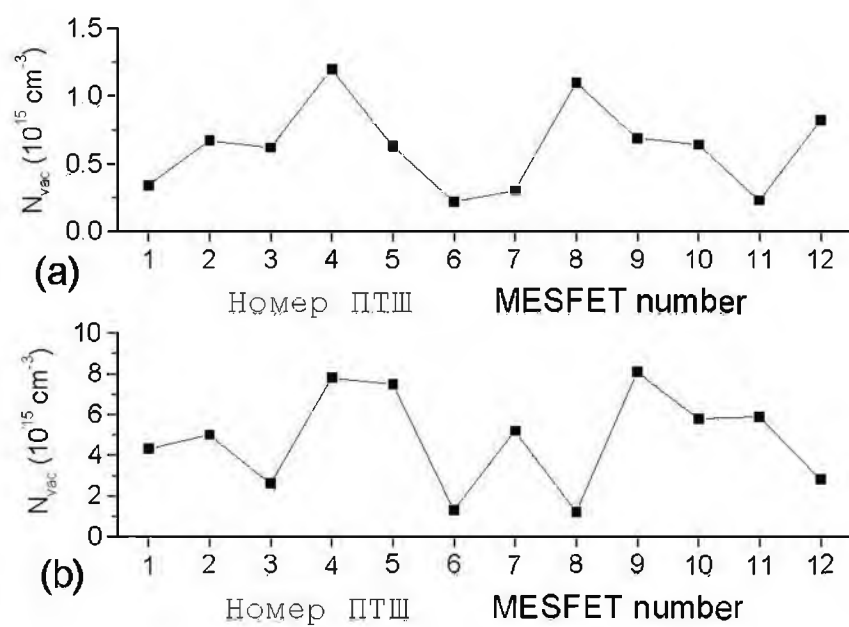


Рис. 2. Измеренное распределение концентрации незаполненных глубоких центров по GaAs пластинам с ПТШ с буферным слоем (а) и без буферного слоя (б).

Fig. 2. Measured distribution of the concentration of vacant deep traps in GaAs MESFET wafers with (a) and without (b) a buffer layer

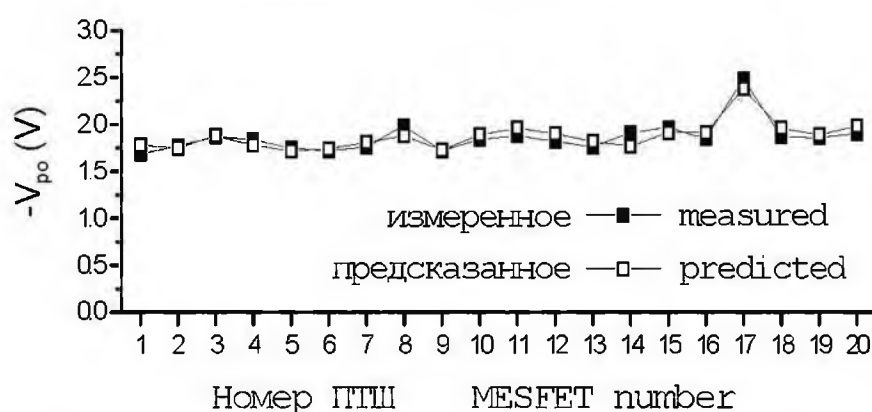


Рис. 3. Напряжение отсечки ПТШ: измеренное и предсказанное по измеренной фотоёмкости.

Fig. 3. MESFET threshold voltage: measured and predicted from the measured photocapacitance

Из рис. 2 видно, что концентрация N_{vac} незаполненных глубоких центров имеет значительный разброс по пластине, причем при наличии буферного слоя N_{vac} значительно ниже, чем без него, как и должно быть. Из рис. 3 видно, что точность прогнозирования напряжения отсечки достаточно высока.

III. Заключение

Описанный выше аппаратно-программный комплекс может быть легко встроен в технологический цикл изготовления тонкопленочных приборов и интегральных схем на основе GaAs. При использовании ртутных зондов он позволит производить диагностику исходных пластин. Есть все основания полагать, что он также может использоваться и для других тонкопленочных структур A_3B_5 , таких как структуры ПТШ на основе InP или GaN.

IV. Список литературы

- [1] N. B. Gorev, I. Kodzheshpurova, E. N. Privalov, L. Khvedelidze, N. Khuchua, G. G. Peradze, M. S. Shur, K. Stevens. Non-destructive deep trap diagnostics of epitaxial structures. Solid-State Electronics, vol. 47, No 9, pp. 1569–1575, 2003.
- [2] N. B. Gorev, I. F. Kodzheshpurova, E. N. Privalov, N. Khuchua, L. Khvedelidze, M. S. Shur. Photocapacitance of GaAs thin-film epitaxial structures. Solid-State Electronics, vol. 49, No 3, pp. 343–349, 2005.

ИССЛЕДОВАНИЕ АМПЛИТУДНОГО ДЕТЕКТОРА ИЗМЕРИТЕЛЯ ФЛУКТУАЦИЙ СИГНАЛОВ КВЧ

Гусинский А. В., Дзисяк А. Б., Стамбул П. А.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь

Тел.: +375-17-239-84-96, e-mail: gusin@cit.org.by

Аннотация – Исследовались три различных метода определения значения коэффициента α , характеризующего форму детекторной характеристики диода: по вольтамперной характеристике диода, по измеренной зависимости уровня постоянной составляющей выходного напряжения диода от уровня входной мощности КВЧ сигнала, и модуляционный метод с использованием разработанного блока калибровки и измерителя флуктуаций. Сравнение трех методов определения коэффициента α показало, что в области больших сигналов результаты измерения α хорошо согласуются. При слабых входных сигналах ($U_{\text{вх}} < 50$ мВ) результаты быстро расходятся при сохранении общего вида зависимости. Следовательно, при измерении амплитудных флуктуаций КВЧ сигнала необходимо обеспечить такой уровень мощности исследуемого КВЧ сигнала, чтобы постоянная составляющая выходного напряжения детектора была не менее 100 мВ.

I. Введение

Амплитудные КВЧ детекторы широко используются в радиотехнических устройствах, в частности, входят в состав измерителей амплитудных флуктуаций сигналов КВЧ. В диапазоне уровней входных сигналов, которые имеют место на практике, форма характеристики амплитудного детектора зависит от уровня входного сигнала и сопротивления нагрузки. При измерении параметров флуктуаций КВЧ сигнала коэффициент амплитудной модуляции равен отношению продетектированных напряжений (переменного и постоянного) с учетом формы характеристики детектора. Следовательно, требуется точное знание закона характеристики детектора в рабочих условиях.

II. Основная часть

Как известно [1, 2], характеристику детектора можно аппроксимировать различными функциями. При степенной аппроксимации необходимо определять значение коэффициента α , характеризующего форму детекторной характеристики. В работе [2] предложена методика расчета коэффициента α по измеренной вольтамперной характеристике (ВАХ) диода как

$$\alpha \approx \frac{\beta U_{\text{вх}} \frac{r_{\text{д}} + R_{\text{н}}}{R_{\text{н}}} + \ln \left(\beta U_{\text{вх}} \frac{r_{\text{д}} + R_{\text{н}}}{R_{\text{н}}} \right) - \ln(\beta I_{\text{о}}(r_{\text{д}} + R_{\text{н}}))}{1 + \beta U_{\text{вх}} \frac{r_{\text{д}} + R_{\text{н}}}{R_{\text{н}}}}, \quad (1)$$

где β – крутизна ВАХ диода; $U_{\text{вх}}$ – постоянное напряжение на диоде; $R_{\text{н}}$ – нагрузка детектора; $r_{\text{д}}$ – динамическое сопротивление диода; $I_{\text{о}}$ – величина начального тока диода.

В соответствии с предложенной авторами методикой, по измеренной ВАХ диода детектора была определена зависимость коэффициента α при сопротивлении нагрузки детектора $R_{\text{н}} = 1 \text{ кОм}$ (рис. 1).

При проведении измерений параметров амплитудных флуктуаций сигналов КВЧ удобнее работать с зависимостью выходного напряжения детектора от

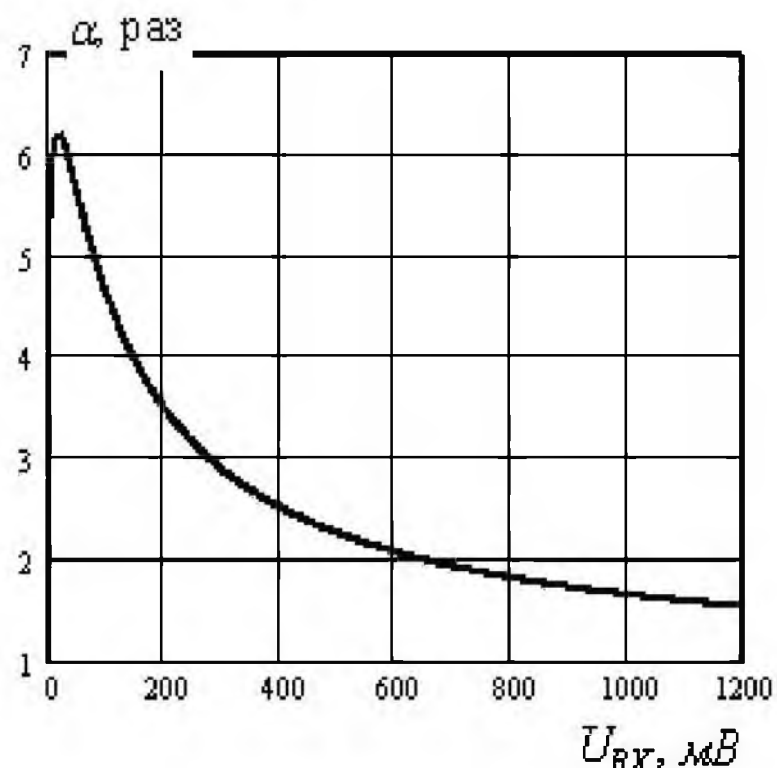


Рис. 1. Коэффициент α , характеризующий ВАХ диода детектора.

Fig. 1. Coefficient α characterizing voltage-current characteristics of a detector's diode

уровня входной мощности сигнала. В данной работе предлагается следующий вариант методики определения коэффициента α по зависимости напряжения на диоде от уровня входной мощности КВЧ сигнала. Для установленного значения уровня мощности P_1 измеряется значение постоянного напряжения на диоде U_1 . Далее, устанавливается значение мощности P_2 так, чтобы изменение напряжения на диоде $\Delta U = U_1 - U_2$ составило порядка 5-10% от значения U_1 . При этом измеряется значение U_2 и относительное изменение мощности КВЧ сигнала ΔP или ΔA (в дБ), где

$$\Delta P = \sqrt{\frac{P_2}{P_1}} = 10^{\frac{\Delta A}{20}}. \quad (2)$$

Для определения значения коэффициента α диода детектора в данной рабочей точке нами получено следующее выражение

$$\alpha = \frac{1 - \frac{U_2}{U_1}}{1 - \sqrt{\frac{P_2}{P_1}}} = \frac{1 - \frac{U_2}{U_1}}{1 - 10^{\frac{\Delta A}{20}}}. \quad (3)$$

В основу предложенной методики положены математические модели, приведенные в работе [3]. Рассчитанные по выражению (3) значения коэффициента α диода приведены на рис. 2. Дополнительно были исследованы зависимости коэффициента α диода детектора от величины сопротивления нагрузки (рис. 3).

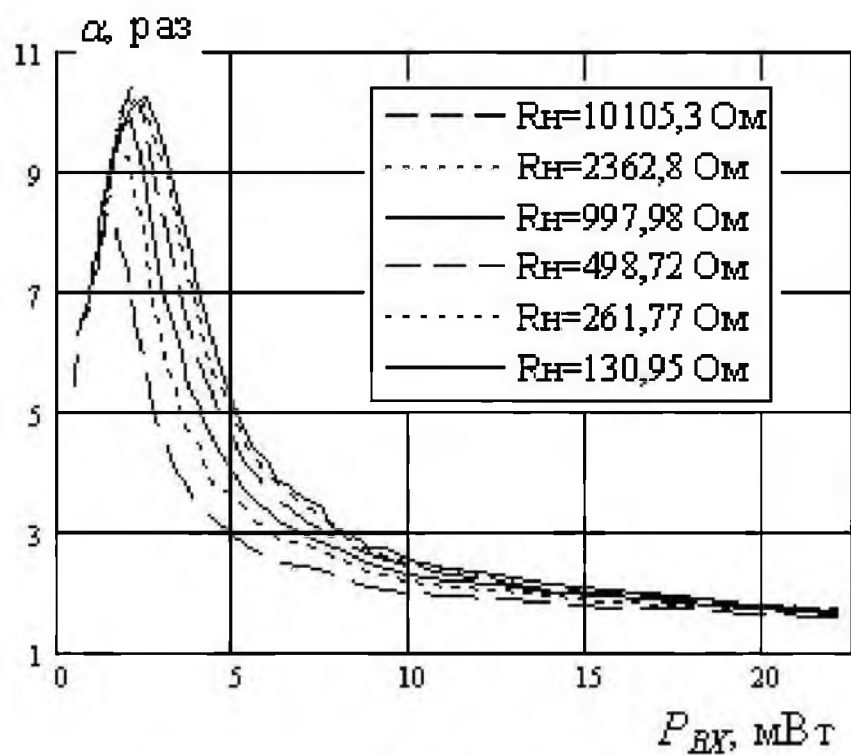


Рис. 2. Зависимости коэффициента α диода детектора от уровня входной мощности КВЧ
 Fig. 2. Dependences of coefficient α of a detector's diode vs. input power level

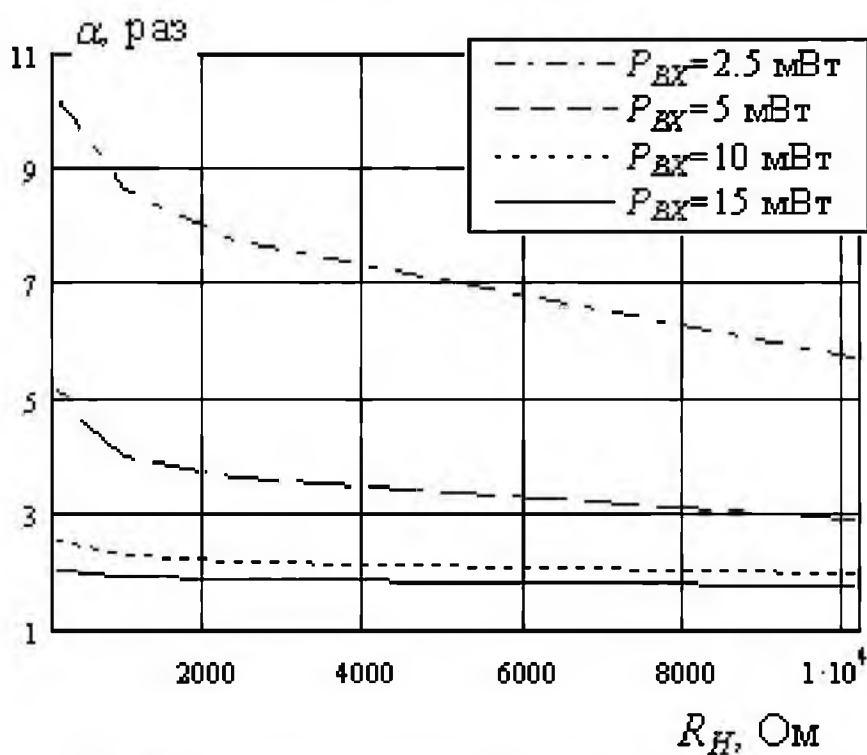


Рис. 3. Зависимости коэффициента α диода детектора от сопротивления нагрузки детектора.
 Fig. 3. Dependences of coefficient α vs. loading resistance

Используя разработанный блок калибровки, измеритель флуктуаций MNM78-118 [4] и спектральный метод определения коэффициента амплитудной модуляции [1], было определено значение коэффициента α диода детектора как разница между значением относительной спектральной плотности мощности в дБ на частоте модуляции и значением коэффициента амплитудной модуляции в дБ (при изменении значений коэффициента амплитудной модуляции, частоты модулирующего сигнала и параметров настройки измерителя флуктуаций).

При измерении коэффициента α , дополнительно фиксировалось значение постоянной составляющей выходного напряжения детектора U_0 , пропорциональное уровню мощности КВЧ сигнала.

Измеренное среднее значение коэффициента α составило $\alpha_{ср} = 11.96$ при сопротивлении нагрузки $R_H = 1 \text{ кОм}$ и уровне постоянной составляющей на выходе детектора $U_0 = 151 \text{ мВ}$. При этом среднеквадратическое отклонение (СКО) результата измерения коэффициента α составило $0,7006 \text{ дБ}$.

На рис. 4 представлены рассчитанные зависимости среднеквадратического отклонения результатов измерения коэффициента α .

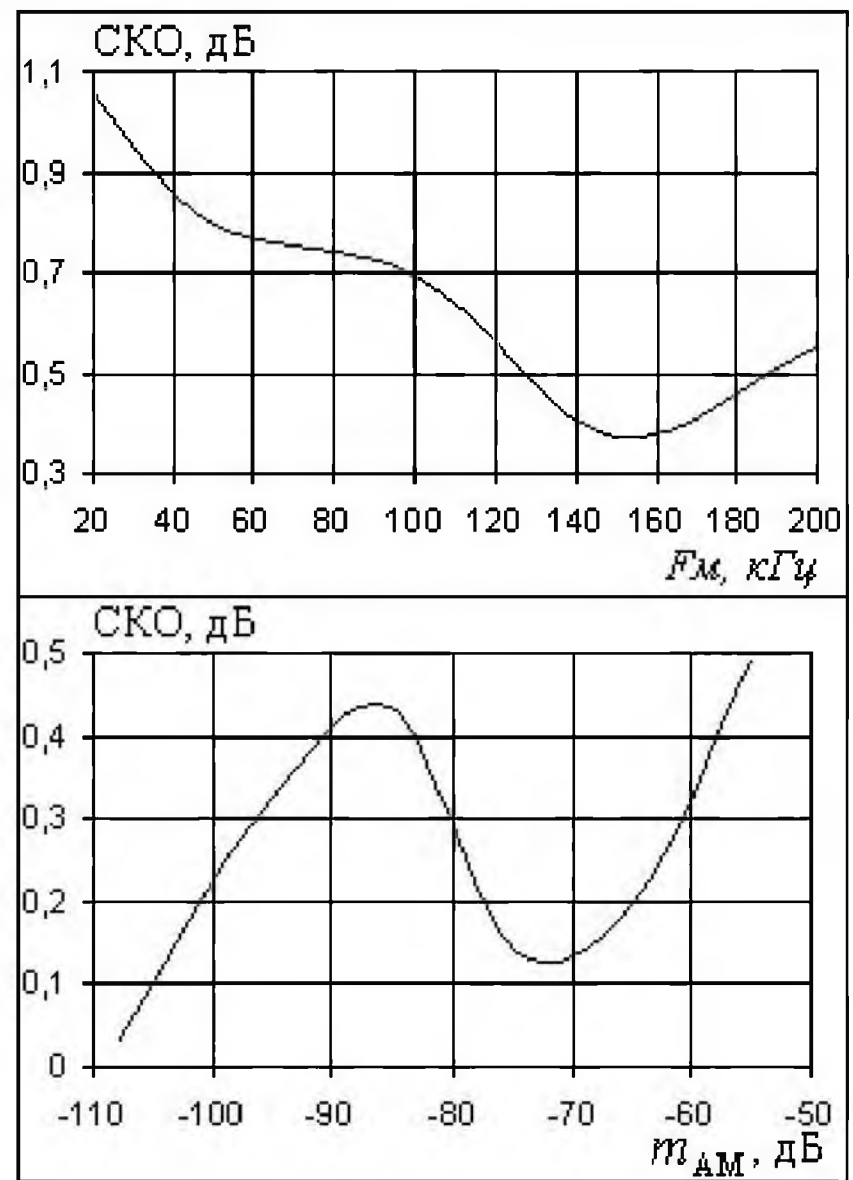


Рис. 4. СКО результата измерения коэффициента α диода детектора.

Fig. 4. Mean-root-square error of measurement result

На рис. 5 приведены обобщающие результаты для трех методов измерения значения коэффициента α диода детектора, входящего в состав измерителя флуктуаций MNM 78-118.

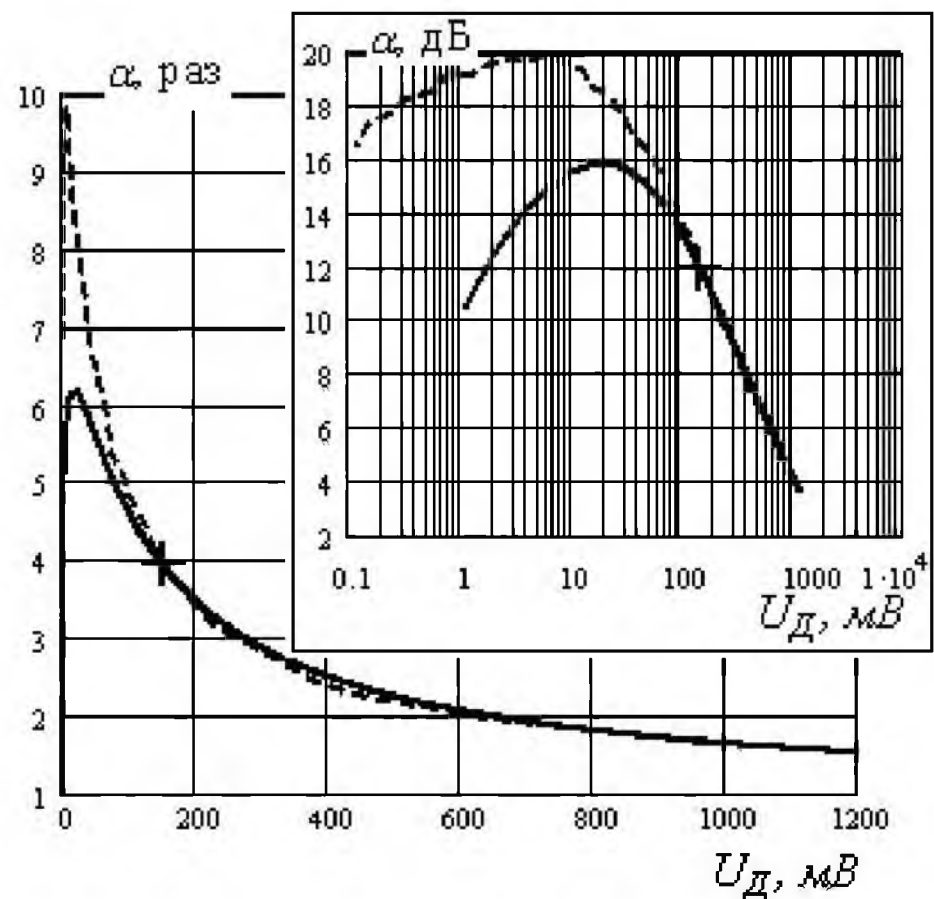


Рис. 5. Результаты определения коэффициента α .
 Fig. 5. Results of coefficient α determination

На рис. 5 сплошной линией показана зависимость коэффициента α от напряжения на диоде при сопротивлении нагрузки $R_H=1\text{кОм}$, определенная по измеренной ВАХ диода детектора. Пунктирной линией показана зависимость коэффициента α диода, определенная по измеренной зависимости напряжения на диоде от уровня входной мощности. Крестом отмечено среднее значение коэффициента α , измеренное с помощью разработанного блока калибровки и измерителя флуктуаций MNM 78-118, при значении постоянной составляющей на выходе детектора $U_0=151\text{ мВ}$ и сопротивлении нагрузки $R_H=1\text{ кОм}$.

III. Заключение

Сравнение трех методов определения коэффициента α диода детектора показало, что в области больших сигналов результаты измерения α хорошо согласуются. В частности, при уровнях входных СВЧ сигналов, соответствующих постоянной составляющей напряжения на диоде от 100 мВ до 1000 мВ, результаты измерения α отлично согласуются друг с другом и результатами, полученными в ряде работ [2, 3]. При уровне постоянной составляющей напряжения на диоде 50 мВ разница определения коэффициента α первыми двумя методами составляет 1 дБ. При более слабых входных сигналах ($U_0 < 50\text{ мВ}$) результаты методов быстро расходятся при сохранении общего вида зависимости. Из экспериментальных данных следует, что увеличение величины сопротивления нагрузки линеаризует характеристику детектора ($\alpha \rightarrow 1$). Для измерения значения коэффициента α с помощью измерителя флуктуаций и блока калибровки необходимо устанавливать значения частоты модуляции и глубины АМ в областях с малым СКО результатов измерения (150 кГц и -70 дБс). При измерении амплитудных флуктуаций СВЧ сигнала с помощью разработанного измерителя MNM 78-118 необходимо обеспечить такой уровень мощности исследуемого СВЧ сигнала, чтобы постоянная составляющая выходного напряжения детектора была не менее 100 мВ.

IV. Список литературы

1. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М., Советское радио, 1977
2. Горожданов Д. П., Ковальчук И. В., Колупсов В. Н. Учет нелинейности детектора при измерении амплитудных флуктуаций квазигармонических сигналов. - Вопросы радиоэлектроники, сер. РИТ, 1986, вып. 11, с. 6-11.
3. Карпин Ю. А. Учет неидеальности детектора СВЧ при измерении коэффициента амплитудной модуляции и амплитудно-модулированных шумов. М., Электронная техника, Электроника СВЧ, Вып. 8(392), 1986, с. 36-37
4. Бельский А. Я., Гусинский А. В., Дзисяк А. Б., Кострикин А. М. «Особенности калибровки измерителей флуктуаций миллиметрового диапазона длин волн», Материалы XII Международная научно-техническая конференция «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии», Украина, Крым, Севастополь, сентябрь 2002, с. 532-533.

RESEARCH OF MICROWAVE NOISE METER AMPLITUDE DETECTOR

Gusinsky A. V., Dzisiak A. B., Stambul P. A.
Belarusian State University of Informatics
and Radioelectronics (BSUIR)

P. Brovki Str., 6, Minsk, 220013, Belarus
T.: +375-17-239-84-96, E-mail: gusin@cit.org.by

Abstract – Three various methods of amplitude detector coefficient α measurement were investigated: using voltage-current characteristic of diode, using diode constant voltage dependence on input signal power, and modulation method with using microwave noise meter and calibration unit. Comparison of these three methods has shown, that in the big signals field measurement results will be well coordinated. At low signals field ($U_0 < 50\text{ мВ}$) measurement results quickly diverge, but general view of dependences are preserved. Thus, at amplitude noise measurement it is necessary to provide microwave input signal power level in the field that corresponds to the diode constant voltage to be not less than 100 мВ.

I. Introduction

Amplitude detectors are widely used in radioelectronics, in particular, in microwave noise meters. The form of the detector characteristic depends on a level of input signal and loading resistance. When measuring amplitude noise parameters, the factor of amplitude modulation is equal to relation of detected voltage (variable and constant parts) in view of detector characteristic coefficient. Hence, the exact knowledge of the detector characteristic law in operating conditions is required.

II. Main Part

In the work [2] the method of coefficient α determination using diode voltage-current characteristic is offered (expression (1)). Results of coefficient α determination are presented on Fig. 1.

In the given work the variant of coefficient α determination technique is offered with using constant diode voltage dependence from input signal power level (expression (2) and (3)). Results of α determination are presented on Fig. 2 and Fig. 3.

Using the developed microwave noise meter MNM 78-118, calibration unit [4] and spectral method [1], coefficient α value also has been determined. Average value of coefficient α is equal $\alpha_{CP}=11.96$ at diode constant voltage $U_0=151\text{ мВ}$. Mean-root-square error of coefficient α measurement is equal to 0.7006 dB. The calculated dependences of mean-root-square error of measurement results are presented on Fig. 4.

Generalizing results for three methods of coefficient α measurement for detector diode of microwave noise meter MNM 78-118 are shown on Fig. 5.

III. Conclusion

Comparison of three methods coefficient α determination has shown that in the field of big signals results of α measurement will be well coordinated. In particular, at input microwave signal levels corresponding to a constant diode voltage from 100 мВ up to 1000 мВ, the results of α measurement will be perfectly coordinated with each other and the with results received in a number of works [2, 3]. At constant voltage 50 мВ on diode a difference of coefficient α determination by two methods is equal 1 дБ. For the lowest input signals ($U_0 < 50\text{ мВ}$) the results is quickly missed, but the general view of dependences is kept. From experimental data follows that increasing of loading resistance linearizes the diode characteristic ($\alpha \rightarrow 1$). To provide measurement of coefficient α value with the help of developed microwave noise meter and calibration unit, it is necessary to establish values of modulation frequency and amplitude modulation depth in areas with small mean-root-square error of measurement results (150 kHz and -70 дБс correspondingly). To carry out correct amplitude noise measurement with the help of developed microwave noise meter MNM 78-118, it is necessary to provide input signal level correspondingly to constant voltage on detector diode equal at least 100 мВ.

СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ НЕСТАНДАРТНЫХ СИСТЕМ Z- И S-ПАРАМЕТРОВ СВЧ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ

Филинюк Н. А., Огородник К. В., Журбан Салех М. М.
Винницкий национальный технический университет
Хмельницкое шоссе 95, г. Винница. – 21021, Украина
Тел.: +38 0432 440075; e-mail: filinyuk@vstu.vinnica.ua

Аннотация – Рассмотрен способ измерения нестандартных систем Z- и S-параметров СВЧ четырехполюсников путем измерения комплексных коэффициентов отражения от входа (выхода) четырехполюсника при произвольных нагрузках.

I. Введение

При расчете большинства параметров СВЧ устройств, представляющих четырехполюсники (усилители, активные фильтры и др.) используется неполная система Z- или S-параметров. Это позволяет упростить и повысить точность измерений. В [1] предложены ряд способов измерения таких S-параметров, но каждый из них включает измерение фазы коэффициентов прямой и обратной передачи, что представляет существенную техническую трудность, кроме того при их использовании накладываются жесткие требования к нагрузкам четырехполюсника. Использование метода “плавающей нагрузки” [2] позволяет осуществлять измерение Z_{11} , Z_{22} , $\text{Re}(Z_{12}Z_{21})$, $\text{Im}(Z_{12}Z_{21})$, $|Z_{12}Z_{21}|$ при отсутствии ограничений к реактивной составляющей сопротивления нагрузки, но требует большего объема измерений. Кроме того, все выше рассмотренные способы не исключают неконтролируемое самовозбуждение измерительной установки в случае потенциальной неустойчивости четырехполюсника. В работе предлагается способ, обеспечивающий измерение нестандартных систем Z- и S-параметров СВЧ четырехполюсников при произвольных нагрузках, обеспечивающих устойчивость измерительной установки.

II. Основная часть

Известно [3,4], что если четырехполюсник нагрузить сопротивлением Z_{H1} , Z_{H2} и Z_{z1} , то его входное Z_{ex} (выходное $Z_{вых}$) сопротивление будет определяться системой:

$$\begin{cases} Z_{ex1} = Z_{11} - Z_{12}Z_{21}/(Z_{22} + Z_{H1}); \\ Z_{ex2} = Z_{11} - Z_{12}Z_{21}/(Z_{22} + Z_{H2}); \\ Z_{вых1} = Z_{22} - Z_{12}Z_{21}/(Z_{11} + Z_{z1}), \end{cases} \quad (1)$$

а коэффициенты отражения от входа Γ_{ex1} , Γ_{ex2} и выхода $\Gamma_{вых1}$ будут равны:

$$\begin{cases} \Gamma_{ex1} = S_{11} + S_{12}S_{21}\Gamma_{H1}/(1 - S_{22}\Gamma_{H1}); \\ \Gamma_{ex2} = S_{11} + S_{12}S_{21}\Gamma_{H2}/(1 - S_{22}\Gamma_{H2}); \\ \Gamma_{вых1} = S_{22} + S_{12}S_{21}\Gamma_{H2}/(1 - S_{11}\Gamma_{H2}), \end{cases} \quad (2)$$

где: Z_{11} , Z_{22} , Z_{12} , Z_{21} - элементы Z-матрицы четырехполюсника; S_{11} , S_{22} , S_{12} , S_{21} - элементы S-матрицы четырехполюсника.

Учитывая, что комплексный коэффициент отражения Γ зависит от комплексного сопротивления Z и характеристического сопротивления Z_0 линии пе-

редачи $\Gamma = (Z - Z_0)/(Z + Z_0)$, при решении системы (1) и (2), находим:

$$\begin{aligned} Z_{11} &= \frac{((\Gamma_{H1} - \Gamma_{H2})(\Gamma_{вых1} - 1) + \Gamma_{ex2}(\Gamma_{z1}(\Gamma_{H2} - 1) \times \\ & (\Gamma_{H1} - \Gamma_{H2})(\Gamma_{вых1} - 1) + \Gamma_{ex2}(\Gamma_{H1} - 1 - (\Gamma_{H1} - 1) \times \\ & \times (\Gamma_{H1}\Gamma_{вых1} - 1) + (\Gamma_{H1} - 1)(\Gamma_{H2}\Gamma_{вых1} - 1)) + \Gamma_{ex1}(\Gamma_{H2} - 1 - \\ & \times \Gamma_{H2}\Gamma_{вых1} + \Gamma_{z1}(\Gamma_{H2} - 1)(\Gamma_{H1}\Gamma_{вых1} - 1)) + \Gamma_{ex1}((\Gamma_{H2} - 1) \times \\ & - \Gamma_{H1}\Gamma_{вых1}(\Gamma_{H2} - 1) + \Gamma_{z1}(\Gamma_{H2}\Gamma_{вых1} - 1 + \Gamma_{H2}\Gamma_{ex2}(\Gamma_{вых1} - \\ & \times (\Gamma_{H1}\Gamma_{вых1} - 1) + \Gamma_{z1}(\Gamma_{H1} - 1 - \Gamma_{H1}\Gamma_{ex2} + \Gamma_{H2}\Gamma_{ex2} + (\Gamma_{H2} + \\ & - 1) + \Gamma_{H1}(\Gamma_{ex2} + 1) - \Gamma_{вых1}(\Gamma_{H2} + \Gamma_{ex2}))))))Z_0; \\ & + \Gamma_{H1}\Gamma_{ex2} - (\Gamma_{H1} + \Gamma_{ex2})\Gamma_{H2}\Gamma_{вых1}); \\ Z_{22} &= \frac{((\Gamma_{H2} - \Gamma_{H1})(\Gamma_{вых1} + 1) + \Gamma_{ex2}(\Gamma_{H1} + 1 - \Gamma_{H2}\Gamma_{вых1} \times \\ & (\Gamma_{H1} - \Gamma_{H2})(\Gamma_{вых1} - 1) + \Gamma_{ex2}(\Gamma_{H1} - 1 - (\Gamma_{H1} - 1) \times \\ & \times (\Gamma_{H1} + 1) + \Gamma_{z1}(\Gamma_{H2} + 1)(\Gamma_{H1}\Gamma_{вых1} - 1)) + \Gamma_{ex1}((\Gamma_{H2} + 1) \times \\ & \times \Gamma_{H2}\Gamma_{вых1} + \Gamma_{z1}(\Gamma_{H2} - 1)(\Gamma_{H1}\Gamma_{вых1} - 1)) + \Gamma_{ex1}((\Gamma_{H2} - 1) \times \\ & \times (\Gamma_{H1}\Gamma_{вых1} - 1) + \Gamma_{z1}(\Gamma_{H2}\Gamma_{ex2} + 1 + (\Gamma_{ex2} - 1)\Gamma_{H2}\Gamma_{вых1} - \\ & \times (\Gamma_{H1}\Gamma_{вых1} - 1) + \Gamma_{z1}(\Gamma_{H1} - 1 - \Gamma_{H1}\Gamma_{ex2} + \Gamma_{H2}\Gamma_{ex2} + (\Gamma_{H2} + \\ & - \Gamma_{H1}(\Gamma_{ex2} - 1) + \Gamma_{вых1}(\Gamma_{H2} + \Gamma_{ex2}))))))Z_0; \\ & + \Gamma_{H1}\Gamma_{ex2} - (\Gamma_{H1} + \Gamma_{ex2})\Gamma_{H2}\Gamma_{вых1}); \\ Z_{12}Z_{21} &= \frac{4(\Gamma_{z1}\Gamma_{ex1} - 1) \times \\ & ((\Gamma_{H1} - \Gamma_{H2})(\Gamma_{вых1} - 1) + \Gamma_{ex2}(\Gamma_{H1} - 1 - (\Gamma_{H1} - 1) \times \\ & \times (\Gamma_{ex1} - \Gamma_{ex2})(\Gamma_{z1}\Gamma_{ex2} - 1) \times \\ & \times \Gamma_{H2}\Gamma_{вых1} + \Gamma_{z1}(\Gamma_{H2} - 1)(\Gamma_{H1}\Gamma_{вых1} - 1)) + \Gamma_{ex1}((\Gamma_{H2} - 1) \times \\ & \times (\Gamma_{H1} - \Gamma_{H2})(\Gamma_{H1}\Gamma_{вых1} - 1) \times \\ & \times (\Gamma_{H1}\Gamma_{вых1} - 1) + \Gamma_{z1}(\Gamma_{H1} - 1 - \Gamma_{H1}\Gamma_{ex2} + \Gamma_{H2}\Gamma_{ex2} + (\Gamma_{H2} + \\ & \times (\Gamma_{H2}\Gamma_{вых1} - 1)Z_0^2 \\ & + \Gamma_{H1}\Gamma_{ex2} - (\Gamma_{H1} + \Gamma_{ex2})\Gamma_{H2}\Gamma_{вых1}))^2; \end{aligned}$$

$$|Z_{12}Z_{21}| = \sqrt{\text{Re}^2(Z_{12}Z_{21}) + \text{Im}^2(Z_{12}Z_{21})}; \quad (3)$$

$$S_{11} = \frac{\Gamma_{ex1}\Gamma_{H2}(\Gamma_{H1}\Gamma_{вых1} - 1) + \Gamma_{ex2}(\Gamma_{ex1} \times \\ \Gamma_{H1} - \Gamma_{H2} + \Gamma_{ex2}\Gamma_{H2}\Gamma_{z1} - \Gamma_{ex1} \times \\ \times \Gamma_{H2}\Gamma_{z1} - \Gamma_{H1}(\Gamma_{ex1}\Gamma_{z1} + \Gamma_{вых1}\Gamma_{H2} - 1))}{\Gamma_{H1}\Gamma_{z1} + \Gamma_{z1}(\Gamma_{ex1} - \Gamma_{ex2})\Gamma_{H1}\Gamma_{H2}\Gamma_{вых1}}$$

$$S_{22} = \frac{(\Gamma_{H2} - \Gamma_{H1})\Gamma_{вых1} + \Gamma_{z1}(\Gamma_{ex1} - \Gamma_{ex1} \times \\ \Gamma_{H2} - \Gamma_{ex2}\Gamma_{H2}\Gamma_{z1} + \Gamma_{H1}(\Gamma_{z1} \times \\ \times \Gamma_{вых1}\Gamma_{H2} + \Gamma_{ex2}(\Gamma_{вых1}\Gamma_{H1} - 1))}{(\Gamma_{ex1} - \Gamma_{ex1}\Gamma_{вых1}\Gamma_{H2} + \Gamma_{ex2}\Gamma_{вых1}\Gamma_{H2}) - 1}$$

$$S_{12}S_{21} = \frac{(\Gamma_{ex1} - \Gamma_{ex2})(\Gamma_{H1} - \Gamma_{H2})(\Gamma_{ex1}\Gamma_{z1} - 1) \times \\ (\Gamma_{H2} - \Gamma_{ex2}\Gamma_{H2}\Gamma_{z1} + \Gamma_{H1}(\Gamma_{z1} \times \\ \times (\Gamma_{ex2}\Gamma_{z1} - 1)(\Gamma_{вых1}\Gamma_{H1} - 1)(\Gamma_{вых1}\Gamma_{H2} - 1))}{(\Gamma_{ex1} - \Gamma_{ex1}\Gamma_{вых1}\Gamma_{H2} + \Gamma_{ex2}\Gamma_{вых1}\Gamma_{H2}) - 1)^2}$$

$$|S_{12}S_{21}| = \sqrt{\text{Re}^2(S_{12}S_{21}) + \text{Im}^2(S_{12}S_{21})}. \quad (4)$$

Учитывая, что максимально-достижимый коэффициент усиления четырехполюсника K_{ms} на границе устойчивости равен [5]:

$$K_{ms} = |S_{21}/S_{12}| = |Z_{21}/Z_{12}|, \quad (5)$$

решая (3-5), получим:

$$|Z_{21}| = \sqrt{K_{ms}|Z_{12}Z_{21}|}; \quad |Z_{12}| = \sqrt{|Z_{12}Z_{21}|/K_{ms}};$$

$$|S_{21}| = \sqrt{K_{ms}|S_{12}S_{21}|}; \quad |S_{12}| = \sqrt{|S_{12}S_{21}|/K_{ms}}.$$

Таким образом, производя измерение трех значений коэффициентов отражений Γ_{H1} , Γ_{H2} и Γ_{z1} от произвольных нагрузок Z_{H1} , Z_{H2} и Z_{z1} (обеспечивающих устойчивость измерительной установки), и трех значений коэффициентов отражений от входа Γ_{ex1} , Γ_{ex2} и выхода $\Gamma_{вых1}$ четырехполюсника, а также коэффициента K_{ms} , находим параметры двух нестандартных систем параметров четырехполюсника:

$$Z_{11}, Z_{22}, Z_{12}Z_{21}, |Z_{12}Z_{21}|, |Z_{12}|, |Z_{21}|;$$

$$S_{11}, S_{22}, S_{12}S_{21}, |S_{12}S_{21}|, |S_{12}|, |S_{21}|.$$

Оценка среднеквадратичной нормированной погрешности измерений этих параметров показала [6], что в дециметровом диапазоне частот она не превышает 10 % для Z-параметров и 20 % для S-параметров. При этом погрешность измерения коэффициентов отражения от нагрузок наиболее слабо влияет на суммарную погрешность (менее 1 %), а наиболее существенное влияние оказывает погрешность измерения фазы коэффициентов отражения от входа (выхода) четырехполюсника.

III. Заключение

Достоинством рассмотренного способа, кроме гарантированного обеспечения устойчивости и снижения приблизительно на 50 % трудоемкости измерений, является его более высокая точность обуславливаемая отсутствием измерения фазовых параметров коэффициентов прямой и обратной передачи четырехполюсника, что требуется по способу [1], отсутствием измерения полных сопротивлений, что требуется по способу [2], а также использование произвольных нагрузок.

IV. Список литературы

- [1] Шварц Н. З. Система нестандартных S-параметров // Микроэлектроника и полупроводниковые приборы, под ред. А.А. Васенкова и Я.А. Федотова. М.: Советское радио, 1976. – Вып. 1, с. 302-310.
- [2] Филинчук Н. А. Нестандартная система параметров четырехполюсных негатронов. – В кн. "Негатроника", Новосибирск, "Наука", 1995, стр. 257-261.
- [3] Филинчук Н. А., Огородник К.В. Новые методы определения параметров активного четырехполюсника // Труды МНТК «Информационные и электронные технологии в дистанционном зондировании», Баку, Азербайджан. - 2004. с. 418-421.
- [4] Лазарев О. О., Филинчук М. А., Огородник К. В. Спосіб вимірювання нестандартної системи імпедансних параметрів чотириполюсника. – Деклараційний патент України №5780 от 15.03.2005. Бюл. №3.
- [5] Богачев В.М., Никифоров В.В. Транзисторные усилители мощности. – М.: Энергия, 1978. – 344 с.
- [6] Филинчук М. А., Огородник К. В., Журбан Салех М. М. Оцінка методичних похибок вимірювання W-параметрів чотириполюсника. – "Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах", Хмельницький, 2004, №4, с.35-41.

MEASURE OF NON-STANDARD SYSTEMS OF Z- AND S-PARAMETERS FOR MICROWAVE TWO-PORTS

Filinyuk N. A., Ogorodnik K. V., Jorban Saleh M. M.
Vinnitsa national technical university
 95, Khmel'nitskoe shosse, Vinnitsa – 21021, Ukraine
 Ph.: +38 0432 440075, e-mail: filinyuk@vstu.vinnica.ua

Abstract – Measuring method of non-standard systems of Z- and S-parameters for microwave two-ports by measuring of complex reflection coefficients from input (output) of two-port with arbitrary loads is considered.

I. Introduction

Incomplete system of Z- or S-parameters is used at computation of many parameters of microwave devices, which can be represented as two-ports (amplifiers, active filters and others). This allows to simplify and to raise measuring accuracy.

A method which provides measuring of non-standard systems of Z- and S-parameters of microwave two-ports with arbitrary loads and provides measuring equipment stability is offered in the work.

II. Main Part

While measuring three reflections coefficients from arbitrary loads (providing stability of measuring installation), and three reflections coefficients from input and output two-port, and also coefficient K_{ms} , we can find the parameters of two non-standard systems of two-port parameters:

$$Z_{11}, Z_{22}, Z_{12}Z_{21}, |Z_{12}Z_{21}|, |Z_{12}|, |Z_{21}|;$$

$$S_{11}, S_{22}, S_{12}S_{21}, |S_{12}S_{21}|, |S_{12}|, |S_{21}|.$$

Estimation of mean-square of normalized measuring error of these parameters showed, that in microwave range does not exceed 10 % for Z-parameters and 20 % for S-parameters. Herewith a reflection coefficients measuring error from loads most faintly affects on the summary error (less 1 %), and most essential influence renders a reflection coefficients phase measuring error from input (output) two-port.

III. Conclusion

Advantage of considered method, except of guaranteeing maintenance of stability and lowering approximately on 50 % measuring, is his more high exactness conditioned by lack of measuring of phase coefficients parameters of straight and reverse transmission two-port, lack of measuring of full resistances, and also use of arbitrary loads.

РЕЗОНАНСНЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ СОБСТВЕННЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ ОТРАЖЕНИЯ И ПРОХОЖДЕНИЯ НАПРАВЛЕННОГО ОТВЕТВИТЕЛЯ

Пономаренко В. И., Попов В. В.

Таврический Национальный Университет им. В. И. Вернадского
пр. им. Академика Вернадского, 4, Симферополь - 95000, Украина
тел.: +38-0652-232211, e-mail: slava-popov@nextmail.ru

Аннотация – Предложен метод определения комплексных коэффициентов отражения и прохождения области связи прямоугольного волновода с направленным ответвителем, основанный на измерении резонансных характеристик короткозамкнутой волноводной секции, возбуждаемой через индуктивную диафрагму.

I. Введение

Для обеспечения высокой точности волноводных измерений комплексного коэффициента отражения (КО) объектов как с использованием векторных анализаторов цепей (VNA) [1], так и многорезонансным методом [2], необходим учет влияния на измерения отверстий связи направленного ответвителя. Количественной характеристикой этого влияния являются собственный коэффициент отражения $r = r' + ir''$ и коэффициент прохождения $T = |T|e^{i\chi}$.

При измерениях с помощью VNA величины r и T учитываются путем калибровки, через т.н. матрицу Error Box. Этот подход имеет существенные ограничения [3]. В случае если величины, характеризующие направленный ответвитель, измерены с высокой точностью, их влияние может быть устранено расчетными методами.

Измерение собственного комплексного КО ответвителя с необходимой точностью с помощью VNA невозможно, в связи с тем, что направленный ответвитель – это практически согласованное устройство и модуль его собственного КО обычно не превышает 0.02. Погрешность измерений в этом случае значительно превышает величину КО.

В настоящей работе предложен резонансный метод определения параметров r и T .

II. Основная часть

На рис. 1 изображены две одинаковые волноводные секции 1 и 2 с направленными ответвителями, разделенные симметричной индуктивной диафрагмой малой толщины τ . Секция 1 соединена с волноводом, в котором распространяется волна типа H_{10} с временной зависимостью $\exp(-i\omega t)$. Секция 3 длиной Δ расположена либо так, как показано на рисунке (положение А), либо между диафрагмой и секцией 2 (положение В).

Для положения А секции 3 отношение сигналов с ответвителей равно:

$$\Psi_A = \left| D e^{i\Gamma z_2} / e^{i\Gamma(z_2-l-\tau)} \right|^2, \quad (1)$$

где Γ – постоянная распространения волны основного типа. Считая матрицу рассеяния области связи симметричной, получим для функции Ψ_A :

$$\Psi_A(\omega) = \left| \tilde{T} / (\alpha_0 + \alpha_1 r + \alpha_2 r^2) \right|^2. \quad (2)$$

В (2) обозначено:

$$\alpha_0 = 1 - \frac{ib}{2} (1 + C_0 R T^2),$$

$$\alpha_1 = C_0 C_2 \left(\frac{ib}{2} - 1 \right) R - \frac{ib}{2} C_1, \quad \alpha_2 = \frac{ib}{2} C_0 C_1 C_2 R,$$

$$C_0 = e^{2i\Gamma l}, \quad C_1 = e^{2i\Gamma z_1}, \quad C_2 = e^{-2i\Gamma z_2}, \quad \tilde{T} = T e^{i\Gamma l},$$

b – нормированная реактивная проводимость индуктивной диафрагмы, R – известный КО в плоскости $z = l$ ($R = -1$, если используется короткозамыкатель).

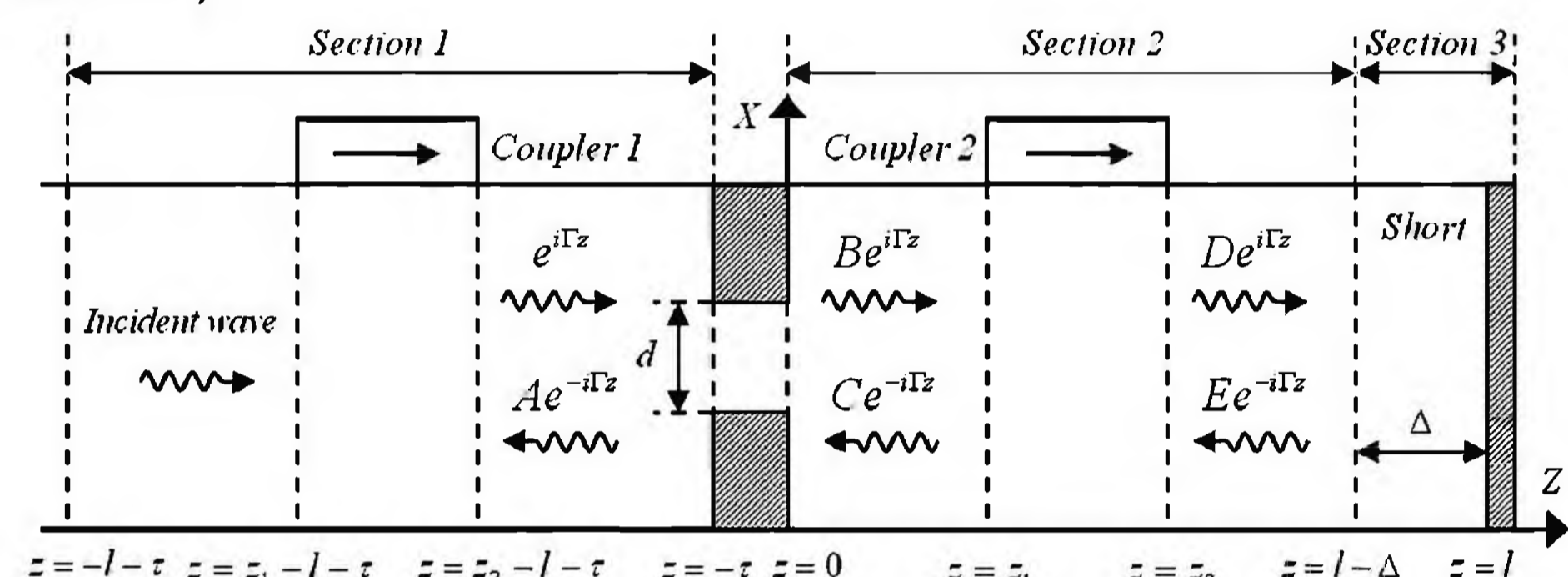


Рис. 1. Установка для измерения параметров ответвителя.

Fig. 1. Setup for measuring of couplers' parameters

Для построения функции $\Psi_B(\omega)$, соответствующей положению В секции 3, следует положить:

$$C_1 = e^{2i\Gamma(z_1+\Delta)}, \quad C_2 = e^{-2i\Gamma(z_2+\Delta)}. \quad (3)$$

Зависимости $\Psi_A(\omega)$, $\Psi_B(\omega)$ имеют многорезонансный характер. На рис. 2 изображены два резонансных пика с близкими резонансными частотами $\omega_A \approx \omega_B$, соответствующие А и В положениям секции 3, полученные при следующих значениях параметров ответвителя: $r = 0.01 - i0.015$, $\chi = 0.5$, $|T| = 0.95$.

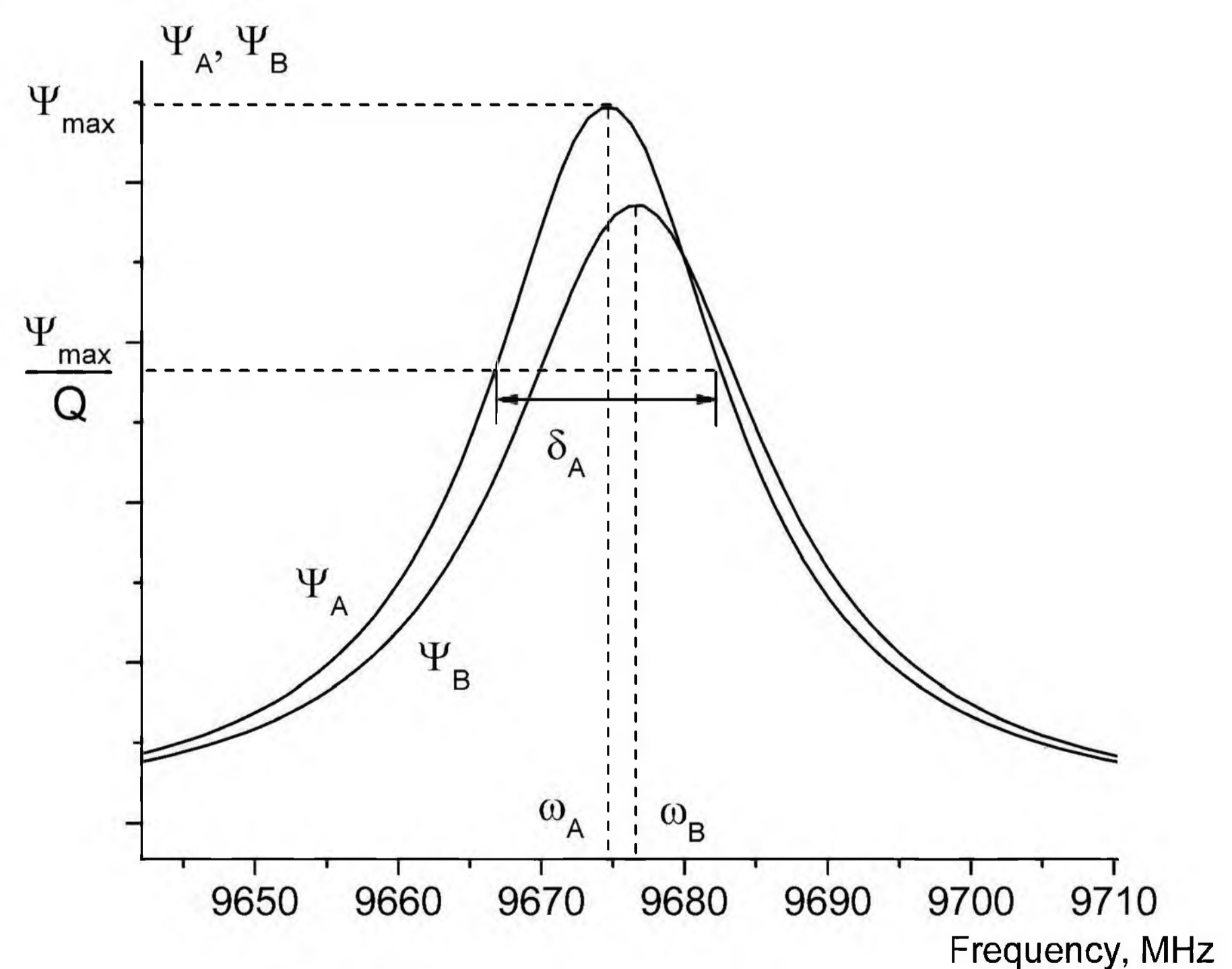


Рис. 2. Сопряженные резонансные пики.

Fig. 2. Conjugated resonance peaks

По наборам резонансных частот $\{\omega_A\}$, $\{\omega_B\}$ и ширин $\{\delta_A\}$, $\{\delta_B\}$ пиков численными методами вычисляются параметры r и T .

Экспериментальные результаты.

Измерения параметров r и T проводились для направленных ответвителей, входящих в состав панорамного измерителя КСВН Р2-54/3. Использовался генератор качающейся частоты ГЧ-61. Резонансные частоты измерялись с помощью частотомера ЧЗ-54 с блоком преобразования частоты ЯЗЧ-87. Для получения дополнительных наборов частот использовался подвижный короткозамыкающий поршень, КО которого R , близкий к единице, был измерен заранее многорезонансным методом [2].

На рис. 3, 4 представлены измеренные зависимости r и T . Выбросы параметров на отдельных частотах связаны с погрешностью измерения резонансных частот, которая при использовании частотомера ЧЗ-54 достигает 0.5 МГц.

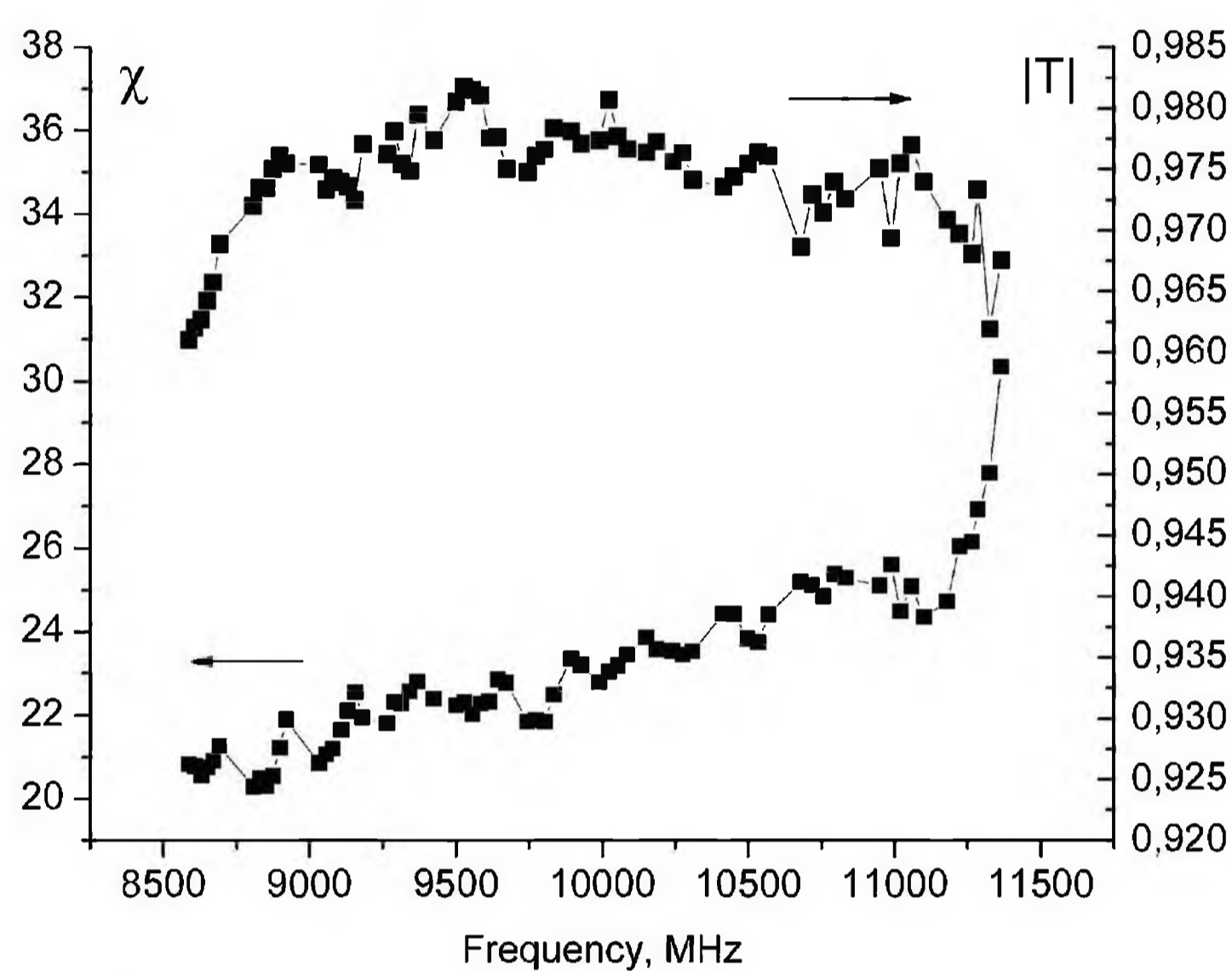


Рис. 3. Модуль и фаза коэффициента прохождения.

Fig. 3. Magnitude and phase of transmission coefficient

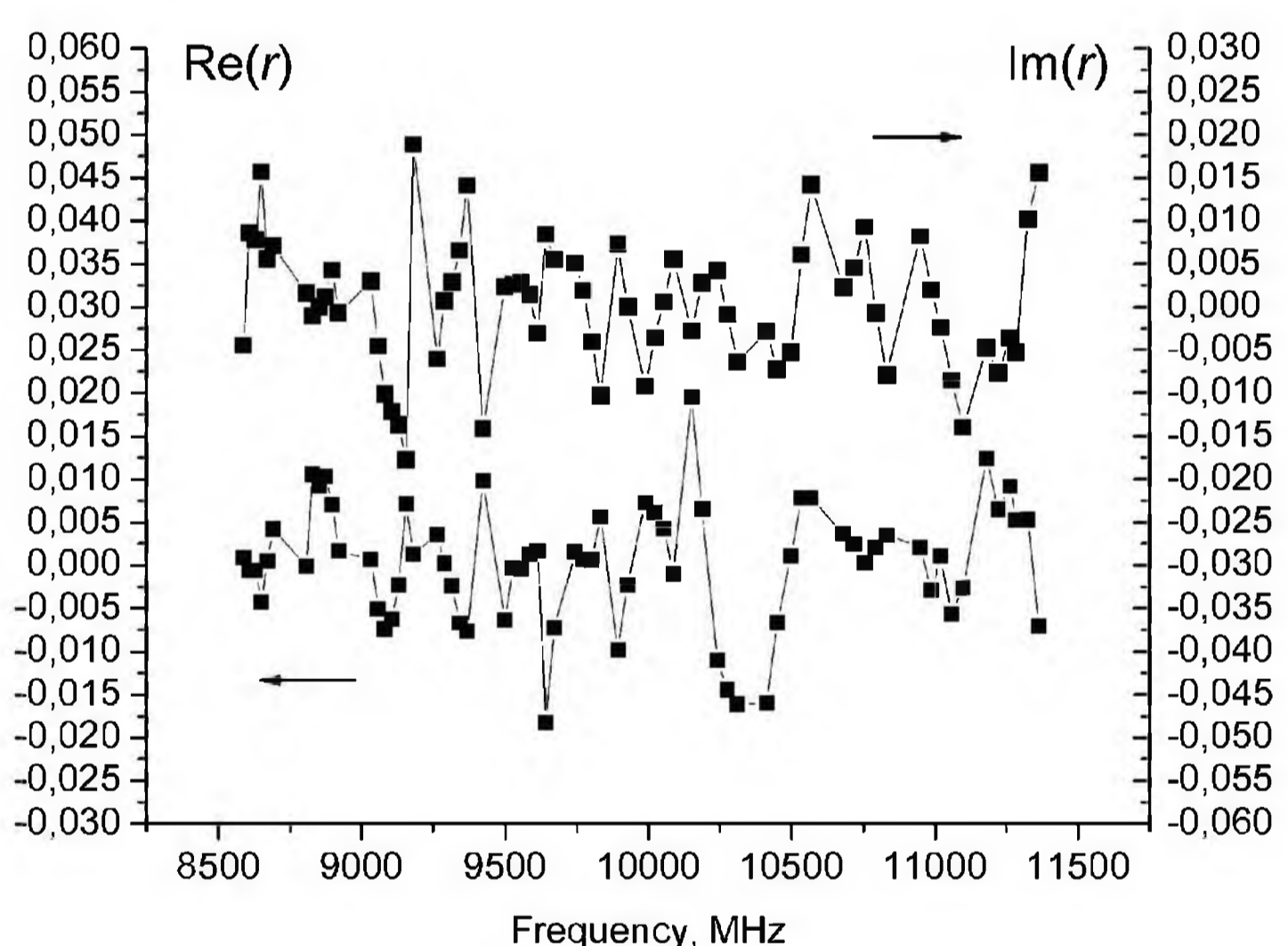


Рис. 4. Комплексный КО ответвителя.

Fig. 4. Complex reflection coefficient from the coupler

Компьютерное моделирование показывает, что для обеспечения погрешности определения величины r порядка 0.001, необходима точность измерения резонансных частот около 0.1 МГц или лучше. Такая точность обеспечивается современными частотомерами.

III. Заключение

Предложен резонансный метод измерения собственного коэффициента отражения и прохождения направленного ответвителя. На стандартном отечественном оборудовании экспериментальная погрешность определения коэффициента отражения и прохождения составила около 0.005. При использовании современных генераторов, имеющих разрешение по

частоте 1 Гц, точность измерений параметров ответвителя может составлять доли процентов.

IV. Список литературы

- [1] Anritsu. Application Note: Reflectometer Measurements – Revisited, January 2000.
- [2] Ponomarenko V. I., Popov V. V. A multiresonance method for measuring the reflection coefficient in a waveguide. – Instruments and Experimental Techniques, vol. 48, no 1, 2005, pp. 78-84.
- [3] D. F. Williams, J. C.-M. Wang, U. Arz An Optimal Vector Network Analyzer Calibration Algorithm – IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, vol. 51, no 12, December 2003, pp. 2391-2401.

RESONANCE METHOD FOR MEASURING THE REFLECTION AND TRANSMISSION COEFFICIENTS OF DIRECTIONAL COUPLER

Ponomarenko V. I., Popov V. V.

Taurida National University

Vemdaskij Str., 4, Simferopol - 95000, Ukraine

e-mail: slava-popov@nextmail.ru

Abstract – A new method for measuring of complex reflection and transmission coefficients from the region with coupling holes of a rectangular waveguide with directional coupler is proposed. The method is based on measurements of the resonance characteristics of waveguide section excited through inductive diaphragm.

I. Introduction

In order to characterize waveguide transmission lines using either VNA [1] or multiresonance method [2] it is necessary to take into account the influence of the coupling holes of a directional coupler on measurement results. It is convenient to represent directional coupler as a 4-port symmetrical device with reflection coefficient $r = r' + ir''$ and transmission coefficient $T = |T|e^{i\chi}$.

The r parameter of a coupler cannot be measured using a VNA due to directivity error. In the present paper a resonance method for determination of coupler parameters is proposed.

II. Main Part

A sketch of the measurement set-up is given in Fig. 1. It consists of two rectangular waveguide sections with directional couplers being measured. Power detectors of the couplers are connected to SNA. Inductive diaphragm is placed between the sections. Waveguide is fed by a microwave sweep oscillator. Section 3 can be placed as it is shown in Fig. 1 or between the diaphragm and Section 2. The multiresonance dependencies Ψ_A and Ψ_B measured by SNA for both positions of Section 3 are analyzed. Theoretical expressions for these quantities are given in formulas (2) and (3).

Experimental results.

The parameters r and T have been measured for directional couplers of X-band. In order to obtain additional sets of frequencies, movable short-circuiting plunger was used. The reflection coefficient from the movable short-circuiting plunger R was measured using the multiresonance method of [2]. In Fig. 3 and 4 the measured dependencies r and T are shown. Spikes on the curves may be attributed to the experimental errors on determination of resonance frequencies (approx. 0.5 MHz). Computer modelling shows that accuracy 0.001 may be achieved for parameter r if deviation in determination of resonance frequencies would be less than 0.1 MHz. Such accuracy is provided by contemporary frequency meters.

III. Conclusion

Multiresonance method for measuring of reflection and transmission coefficients from directional coupler has been proposed. The accuracy of order of 0.005 was achieved using obsolete equipment.

АНАЛИЗ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ МОДУЛЕЙ S-ПАРАМЕТРОВ ВОЛНОВОДНОЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ЯЧЕЙКИ В СЛУЧАЕ СЛАБОПОГЛОЩАЮЩЕГО ДИЭЛЕКТРИКА

Манойлов В. Ф., Чухов В. В.

Житомирский государственный технологический университет
ул. Черняховского, 103, Житомир – 10005, Украина
Тел.: (0412) 22-14-10; e-mail: mps_cvv@ukr.net

Аннотация – Рассмотрены коэффициенты чувствительности модулей S-параметров волноводной измерительной ячейки (отрезок прямоугольного волновода с плоскостойким диэлектриком, заполнение полное относительно поперечного сечения) в зависимости от толщины слоя диэлектрика, его диэлектрической проницаемости и длины волны в случае слабопоглощающего диэлектрика. Даны рекомендации относительно выбора оптимальных частот для измерений.

I. Введение

Для волноводной измерительной ячейки, которая представляет собой отрезок прямоугольного волновода с плоскостойким диэлектриком, в случае диэлектрика без потерь и слабопоглощающего диэлектрика частотные зависимости модулей коэффициента отражения R и прохождения T периодические [1-2]. В случае коэффициента отражения частоты его минимумов – это резонансные частоты, а частоты максимумов – антирезонансные частоты. Анализ чувствительности модулей и аргументов коэффициентов отражения и прохождения такой ячейки в случае диэлектрика без потерь был сделан в [2]. В докладе рассматривается случай слабопоглощающего диэлектрика.

II. Основная часть

В основу анализа положим нормированные коэффициенты чувствительности [2-3]. С целью сокращения процедуры анализа воспользуемся тем обстоятельством, что мы имеем дело с комплексными коэффициентами отражения \dot{R} и прохождения \dot{T} . В силу этого чувствительности их модулей согласно [3] по параметру i могут быть определены следующим образом

$$S_i^R = i \operatorname{Re} \left(\frac{1}{\dot{R}} \frac{\partial \dot{R}}{\partial i} \right), \quad S_i^T = i \operatorname{Re} \left(\frac{1}{\dot{T}} \frac{\partial \dot{T}}{\partial i} \right), \quad (1)$$

где $i = l; \lambda; \varepsilon'; \varepsilon''$; l - длина образца; λ - длина волны; ε' , ε'' - действительная и мнимая части комплексной диэлектрической проницаемости.

Т.е. продифференцировав коэффициент \dot{R} или \dot{T} по необходимому параметру и найдя его произведение на обратную величину, выделение действительной части полученного выражения будем осуществлять программно.

В силу своей громоздкости выражения, стоящие в скобках в (1) будут представлены непосредственно во время доклада. Будут также представлены частотные зависимости рассматриваемых коэффициентов.

Анализ частотных зависимостей коэффициентов S_i^R в восьмимиллиметровом диапазоне длин волн при $l = 20 \dots 100$ мм, $\varepsilon' = 2 \dots 50$ и $\operatorname{tg} \delta = 0,0064 \dots 0,3054$ позволяет сделать следующие

выводы: наличие скачков конечной величины у коэффициентов S_l^R , S_λ^R и $S_{\varepsilon'}^R$ в районе резонансных частот (нулевое значение на резонансной частоте) и максимальное значение коэффициента $S_{\varepsilon''}^R$ на резонансных частотах; на антирезонансных частотах $S_l^R \neq 0$, $S_\lambda^R = 0$, $S_{\varepsilon'}^R \neq 0$, $S_{\varepsilon''}^R < 0$; на частотных интервалах между резонансными и антирезонансными частотами, как и в случае диэлектрика без потерь, значения коэффициентов чувствительности пропорциональны $\operatorname{ctg} \theta$ (S_l^R и $S_{\varepsilon'}^R$) и $\operatorname{tg} \theta$ (S_λ^R) соответственно (θ – электрическая длина отрезка); при увеличении частоты значения S_l^R , S_λ^R и $S_{\varepsilon'}^R$ увеличиваются, в отличие от значений коэффициента $S_{\varepsilon''}^R$, которые практически не изменяются.

Увеличение длины образца (проницаемость неизменна) не увеличивает диапазон максимальных значений коэффициентов S_l^R , S_λ^R и $S_{\varepsilon'}^R$. При увеличении ε' значения коэффициентов S_l^R , S_λ^R и $S_{\varepsilon'}^R$ также увеличиваются (на порядок, если на порядок увеличивается ε'), величина скачков на резонансных частотах при этом остается конечной. При увеличении ε'' значения коэффициентов S_l^R , S_λ^R и $S_{\varepsilon'}^R$ уменьшаются (приблизительно втрое при увеличении ε'' вдвое).

Анализ частотных зависимостей коэффициентов S_i^T при тех же исходных данных, что и для коэффициента R , позволяет сделать следующие выводы: зависимости имеют гармонический характер, без разрывов и скачков на резонансных и антирезонансных частотах, как и в случае диэлектрика без потерь; огибающая всех четырех коэффициентов повторяет частотную зависимость модуля парциального коэффициента отражения, т.е. уменьшение значений при увеличении частоты; за абсолютными значениями коэффициенты S_l^T , за исключением коэффициента $S_{\varepsilon''}^R$, значительно меньше коэффициентов S_i^R ; частотная зависимость S_l^T проходит через ноль в районе резонансных и антирезонансных частот, частотная зависимость S_λ^T проходит через ноль в районе резонансных частот, ее экстремальные значения на антирезонансных частотах, частотная зависимость $S_{\varepsilon'}^T$ имеет экстремальные значения на резонансных частотах и проходит через ноль в районе антирезонансных частот, частотная зависимость имеет экстремальные значения на резонансных частотах.

При увеличении длины образца (при неизменной проницаемости) значения коэффициентов чувстви-

тельности увеличиваются: на десятки единиц для S_i^T и S_λ^T , на единицы для $S_{\varepsilon'}^T$ и на десятые для $S_{\varepsilon''}^T$ при увеличении длины образца в 2...5 раз. При увеличении ε' значения всех четырех коэффициентов также увеличиваются. При увеличении ε'' диапазон значений коэффициентов $S_{\varepsilon'}^T$ и $S_{\varepsilon''}^T$ увеличивается.

Сравнение обеих групп коэффициентов (S_i^R и S_i^T) позволяет сделать следующие выводы: по всех четырех параметрах максимум чувствительности будет в случае коэффициента R на резонансных частотах. Для коэффициента T , наоборот, на резонансных частотах коэффициенты S_i^T имеют значения, близкие к нулевым. Другими словами, как и в случае диэлектрика без потерь, проведение измерений на резонансных частотах, обеспечивая более высокую точность, чем на антирезонансных частотах, требует более тщательного измерения резонансных частот в случае коэффициента отражения, нежели в случае коэффициента прохождения. Т.е. измерение „на проход” приводит к меньшим ошибкам по сравнению с измерениями характеристик отраженной волны при одинаковой точности измерения частоты. Кроме того, при измерениях „на проход” точность измерений ε' , ε'' будет выше при длинных образцах, нежели при коротких, причем длина образцов ограничивается, в первую очередь, чувствительностью измерительных приборов.

III. Заключение

Рассмотрены коэффициенты чувствительности коэффициентов отражения и прохождения волноводной измерительной ячейки по толщине слоя диэлектрика, его диэлектрической проницаемости и длине волны в случае слабопоглощающего диэлектрика. Показано, что максимум чувствительности будет в случае модуля коэффициента отражения на резонансных частотах. Проведение измерений на резонансных частотах, обеспечивая более высокую точность, чем на антирезонансных частотах, требует более тщательного измерения резонансных частот в случае коэффициента отражения. При одинаковой точности измерения частоты измерения „на проход” приводят к меньшим ошибкам по сравнению с измерениями характеристик отраженной волны.

IV. Список литературы

- [1] Чухов В. В. Методика измерения диэлектрической проницаемости // Материалы 14-й Международной Крымской микроволновой конференции „СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии” (КрыМиКо'2004). – Севастополь, Вебер. – 2004. – С. 680 - 681.
- [2] Чухов В. В. Аналіз чутливості хвилеводної комірки у випадку діелектрика без втрат // Вісник ЖДТУ/ Технічні науки. – 2004. – № 4(31). – С. 75-84.
- [3] Минкин М. А. Электродинамическая теория параметрической чувствительности антенно-фидерных устройств. – М.: Радио и связь, 2001. – 111 с.

ANALYSIS OF S-PARAMETERS MODULES SENSITIVITY OF WAVEGUIDE MEASUREMENT CELL FOR LOW LOSS DIELECTRIC CASE

Manoylov V. P., Chukhov V. V.
Zhytomyr State Technological University
103, Cherniakovsky Str., Zhytomyr, 10005, Ukraine
Ph.: (0412) 22-14-10, e-mail: mps_cvv@ukr.net

Abstract – Considered in this paper are sensitivity coefficients for modules of S-parameters of waveguide measuring cell depending on thickness of dielectric layer, its permeability and wavelength in the case of low loss dielectric. Some recommendations regarding the choice of optimal measurement frequency are given.

I. Introduction

The considered waveguide (see abstract) measurement cell, has periodically frequency dependences of reflection and transmission coefficients. In [2] case of dielectric without loss is considered. We will consider the case of low loss dielectric.

II. Main Part

In our analysis we used normalized sensitivity coefficients. For the sake of time saving we propose to use another value – see eqn. (1) (here l - segment length; λ - free space wavelength; ε' , ε'' - real and imaginary parts of complex dielectric permeability).

Expressions by (1) and its frequency dependences will be presented during lecture.

From analysis of frequency dependences of coefficients S_i^R and S_i^T at millimeter range for $l = 20...100$ mm, $\varepsilon' = 2...50$ and $tg\delta = 0,0064...0,3054$ ($tg\delta$ is loss tangent) we can obtain the following results: there are finite changes in coefficients S_i^R , S_λ^R and $S_{\varepsilon'}^R$ near resonance frequencies (and zero values at resonance frequencies) and maximum value of coefficients $S_{\varepsilon''}^R$ at resonance frequencies; at antiresonance frequencies $S_i^R \neq 0$, $S_\lambda^R = 0$, $S_{\varepsilon'}^R \neq 0$, $S_{\varepsilon''}^R < 0$; at frequency ranges between resonance and antiresonance frequencies the values of sensitivity coefficients are proportional to $ctg\theta$ (S_i^R and $S_{\varepsilon'}^R$) and $tg\theta$ (S_λ^R) accordingly (θ is electric length of waveguide segment); at increasing of frequency values of S_i^R , S_λ^R and $S_{\varepsilon'}^R$ are increasing also, in contrast to $S_{\varepsilon''}^R$ values, which practically do not change; dependences S_i^T have periodic character, without changes and gaps at resonance and antiresonance frequencies; S_i^T values are decreasing at increasing of frequency value; absolute values of S_i^T coefficients, with the exception of $S_{\varepsilon''}^R$ coefficient, far less than S_i^R coefficients.

УСТРОЙСТВО АВТОМАТИЧЕСКОЙ КАЛИБРОВКИ ВЕКТОРНОГО АНАЛИЗАТОРА ЦЕПЕЙ ОТ 2 ДО 8 ГГц

Свирид М. С., Гусинский А. В., Кострикин А. М., Дерябина М. Ю., Гусынина Ю. А., Алябьева И. И.
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
Минск – 220013, Республика Беларусь
Тел.: +375-17-2398496, e-mail: gusin@cit.org.by, web site: http://www.mwmlab.com

Аннотация – Представлена конструкция устройства автокалибровки. Проведён сравнительный анализ результатов измерения при использовании традиционной и автоматической калибровок.

I. Введение

Калибровка векторного анализатора цепей (ВАЦ) существенно повышает точность измерения и является обязательной при работе с прибором. Помимо ужесточения требований к пределам основных и дополнительной погрешностей не менее важным является организация эффективной работы оператора с измерительной аппаратурой, ее упрощение и оптимизация. Процесс традиционной калибровки предполагает подключение требуемых мер к измерительным выходам прибора. При этом не исключены ошибки оператора, которые могут оказать существенное влияние на результаты измерения. Необходимо также отметить, что происходит износ мер и измерительных выходов прибора вследствие их многократного соединения.

В настоящее время производители ВАЦ предлагают технические средства, позволяющие автоматизировать процесс калибровки. Agilent и Anritsu предлагают внешние блоки Ecal [1] и AutoCal® [2] соответственно. Rohde&Schwarz поставяет приборы с интегрированным блоком автокалибровки AutoKal [3].

II. Основная часть

Лаборатория измерительной техники СВЧ БРУИР разработала устройство автокалибровки (УАК) ВАЦ для диапазона частот от 2 до 8 ГГц (рисунок 1).

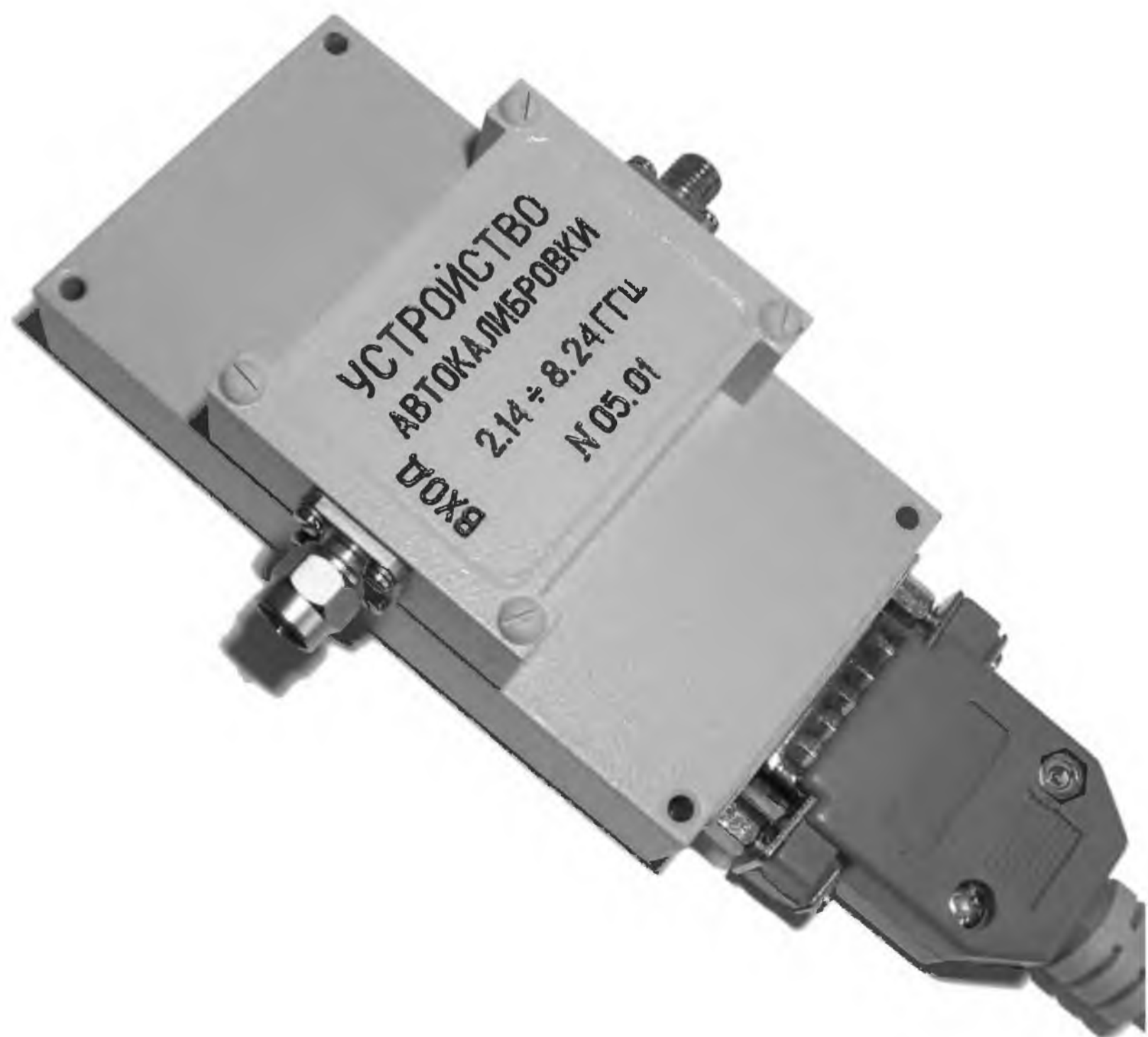


Рис. 1. Внешний вид устройства автокалибровки.

Fig. 1. Appearance of autocalibration device

Структурная схема УАК представлена на рисунке 2. УАК состоит из СВЧ блока и контроллера. В СВЧ блоке расположены многопозиционные переключатели S1 и S2, подключающие требуемые микрополос-

ковые меры, обеспечивающие режимы короткого замыкания (КЗ), холостого хода (ХХ), согласованной нагрузки (СН), передачи сигнала на проход (Проход), внесения ослабления (Аттенюатор) и внесения фазовых набегов (Линия).

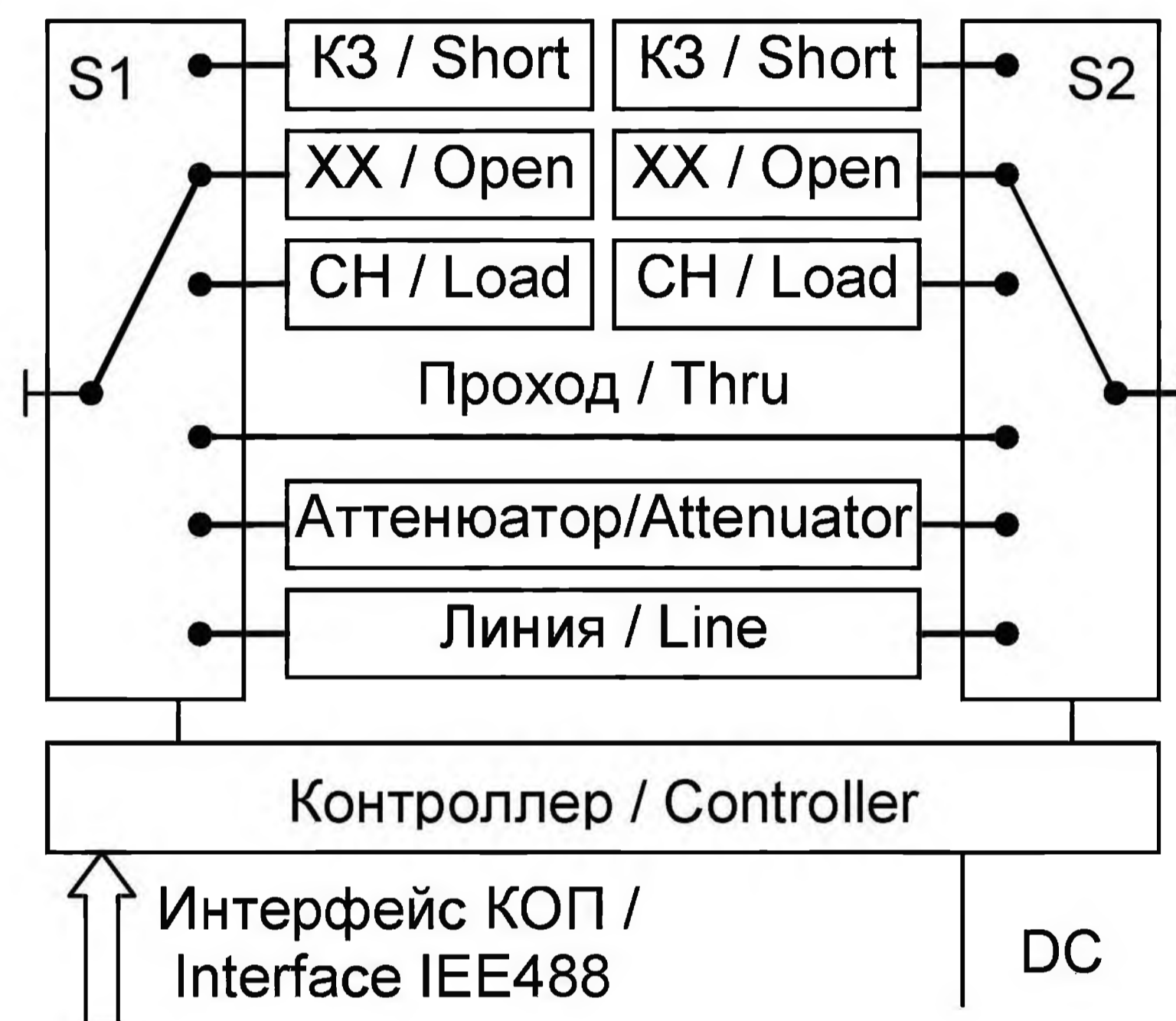


Рис. 2. Структурная схема устройства автокалибровки.

Fig. 2. The block diagram of autocalibration device

Управление УАК осуществляется с использованием унифицированного приборного интерфейса канала общего пользования (КОП).

Процесс автоматизации процесса калибровки можно условно разделить на пять этапов:

1) калибровка прибора традиционными мерами и измерение S-параметров для всех режимов УАК (таблица 1):

Таблица 1. Технические данные УАК.

Наименование параметра	Измеренное значение
Частотный диапазон	2,0 ÷ 8,25
Максимальный КСВН входов для режимов СН, Проход, Линия, Аттенюатор	1,5
Минимальный КСВН входов для режимов КЗ и ХХ	6,5
Ослабление для режима Проход, дБ	1 ÷ 1,8
Ослабление для режима Линия, дБ	1,1 ÷ 2,1
Ослабление для режима Аттенюатор, дБ	4,1 ÷ 5,1

Как видно из таблицы 1 параметры УАК далеки от параметров традиционных мер. Этот факт обуславливает необходимость изначального измерения параметров УАК традиционным способом. Данное условие является первым ограничением по возможно достижимой точности измерения. Рекомендуются следующие в порядке убывания точности методики калибровки [1]: а)TRL(Thru-Reflect-Line) или LRL(Line-Reflect-Line); б)SOLT(Short-Open-Load-Thru) с использованием подвижной согласованной нагрузкой; в)SOLT с неподвижной согласованной нагрузкой.

Для последующего сравнительного анализа было проведено измерение параметров следующих объектов: аттенюатор с значением ослабления 10 дБ, холостой ход, короткое замыкание, меры фазового сдвига;

2) автоматическая калибровка прибора, при которой в качестве мер выступают микрополосковые меры УАК;

3) расчёт корректирующих параметров ВАЦ по методике TOSL (Thru-Open-Short-Load)[2]. Для расчёта используются данные, полученные на этапах 1 и 2;

4) проверка достоверности калибровки осуществляется измерением тестового элемента УАК, в качестве которого может выступать любой из режимов не задействованный при калибровке. Сравнивая полученные данные с соответствующими данными 1-го этапа можно сделать вывод о необходимости повторного проведения измерений в соответствии с этапом 1;

5) измерения параметров объектов измерения и нахождение действительных значений благодаря корректирующим параметрам, определенных в соответствии с пунктом 3;

В качестве калибровки для 1-го этапа использовались TRM (Thru-Reflect-Math/Load) и TR калибровки. Различия между значениями S-параметров объектов измерения на этапах 1 и 5 не превышает 0,1 дБ и 2 градуса для параметров передачи мер фазового сдвига и аттенюатора и 0,3 дБ и 3 градуса для параметров отражения короткого замыкания и холостого хода.

III. Заключение

Проведённый анализ показал, что погрешности измерения параметров передачи и отражения, получаемые при использовании устройства автокалибровки соизмеримы с погрешностями в случае применения традиционных калибровочных мер.

IV. Список литературы

- [1] *Electronic vs. Mechanical Calibration Kits: Calibration Methods and Accuracy*. Application Note 5988-9477EN, Agilent Technologies, 2003
- [2] *Automatic Calibrations of Vector Network Analyzers and Measurement Systems*. Application Note 11410-00258, 2000.
- [3] *H. -G. Krekels, R. -U. Bochum AutoKal Automatic Calibration of Vector Network Analyzer ZVR*. Application Note:1EZ30_2E, 1996
- [4] *М. С. Свирид, А. В. Гусинский, А. М. Кострикин Автоматическая калибровка векторного анализатора цепей/ Материалы 14-ой Международной Крымской конференции. - Севастополь: «Вебер», 2004*
- [5] *Елизаров А. С Кострикин А. М. Гусинский А. В. Гомодинные анализаторы для исследования цепей СВЧ в коротковолновой части миллиметрового диапазона длин волн. – Электроника СВЧ, 1996, т 41, №5*
- [6] *Абубакиров Б. А., Гудков К. Г., Нечаев А. В. Измерение параметров радиотехнических цепей. – М.: Радио и связь, 1984.*
- [7] *Петров В. П. Каменецкий М.И. Некоторые способы математического моделирования радиочепей СВЧ. – Проблемы, разработки современных методов и аппаратуры для измерения параметров радиочепей. Тез.докл. Всес.НТС. –М.:1976*

AUTOMATIC CALIBRATION DEVICE OF THE VECTOR ANALYZER IN THE FREQUENCY RANGE 2 - 8 GHz

Svirid M. S., Gusinski A. V., Kostrikin A. M., Deriabina M. J., Gusynina J. A., Aliabyeva I. I.

Belorussian State University

*of Informatics and Radioelectronics,
Minsk, 220013, Republic of Belarus*

Ph.: +375-17-239-84-96

e-mail: gusin@cit.org.by, http://www.mwmlab.com

Abstract – An autocalibration device design is shown. The comparative analysis of measurement results is carried out using traditional and automatic calibrations.

I. Introduction

Vector Network Analyzer (VNA) calibration essentially increases the measurement accuracy and is obligatory at work with the device. Besides toughening requirements to limits of the basic and additional errors also very important point is the effective operator work organization with the measuring equipment simplification and optimization. Traditional calibration process assumes connection of required measures to the device measuring outputs. Thus operator mistakes are not excluded. It is necessary to note, that there is deterioration of measures and measuring device owing to their repeated connection.

Now VNA manufacturers suggest the means, allowing automating calibration process. Agilent and Anritsu manufacturers offer external blocks - Ecal [1] and AutoCal® [2] accordingly. Rohde&Schwarz manufacturer delivers devices with integrated block of autocalibration AutoKal [3].

II. Main Part

The Millimeter Wave Measurement Laboratory (BSUIR) has developed the VNA autocalibration device (ACD) for frequency range from 2 up to 8 GHz (Fig. 1).

Block diagram ACD is shown on Fig. 2. ACD consists of a microwave block and a controller. The microwave block includes microwave switches S1 and S2, which connect required microstrip measures providing modes Short, Open, Matched Load, Thru, attenuation and phase shift insertion.

ACD control is carried out with using of unified interface IEEE488.

As calibration were used TRM (Thru-Reflect-Math/Load) and TR calibrations. Distinction between values of S-parameters measurement at traditional and automatic calibrations does not exceed 0.1 dB and 2 degrees for phase shift measures parameters and attenuation, both 0.3 dB and 3 degrees for parameters of reflection Short and Open.

III. Conclusion

The carried out analysis has shown that measurement errors of transfer and reflection parameters received at autocalibration device using are commensurable with traditional application measures errors.

ПОГРЕШНОСТИ МНОГОЗОНДОВЫХ МИКРОВОЛНОВЫХ МУЛЬТИМЕТРОВ С ЭКВИДИСТАНТНЫМИ И НЕЭКВИДИСТАНТНЫМИ ДАТЧИКАМИ

Волков В. М., Зайченко О. Б.

ХНУРЭ

61166, Харьков, пр. Ленина, 14

Тел. 702-13-31, E-mail: wolf@kture.kharkov.ua

Аннотация – Доклад посвящен сравнению точности алгоритмов многозондовых микроволновых мультиметров в диапазоне рабочих частот с эквидистантным и неэквидистантным размещением датчиков. При анализе учитывается как размещение датчиков, так и алгоритмы обработки их сигналов

I. Введение

Традиционно математическая модель многозондового микроволнового мультиметра представляется системой линейных уравнений [1]. Решением системы с геометрической точки зрения является пересечение прямых в n -мерном пространстве, количество измерений которого соответствует количеству независимых переменных плюс еще одно для функции этих переменных. Это удобная модель для демонстрации проблемы, возникающей при наличии погрешностей в сигналах датчиков. Допустим имеется система двух уравнений без погрешностей, тогда на плоскости две прямые пересекаются в одной точке. Теперь учтем погрешность, так что прямые превращаются в полосы, а область пересечения полос имеет форму ромба. Оказывается в зависимости от коэффициентов в уравнениях прямых, размеры ромба могут варьироваться, и таким образом меняется погрешность результата. Математически это определяется как устойчивость системы уравнений и обусловленность системы уравнений. Применяя это к мультиметру, формулируется задача минимизации погрешности за счет задания параметров в уравнениях, реализующееся на практике размещением датчиков.

Однако сложность расчетов возрастает пропорционально росту количества переменных. Способ ухода от проблемы состоит в переходе к двумерным кривым на плоскости, то есть окружностям как у Энгена [2]. Но такая модель не учитывает мощность, что не являясь проблемой для двенадцатиполюсных рефлектометров, не применимо в мультиметрах, которые кроме модуля и фазы коэффициента отражения предназначены также и для измерения мощности.

Наиболее общей моделью представления погрешности для многомерного случая служит эллипсоид рассеяния [3,4].

Существующее противоречие между эквидистантным и неэквидистантным размещением датчиков предлагается рассмотреть с учетом не только размещения датчиков, но и предлагаемых алгоритмов обработки сигналов, чтобы принять более полное и обоснованное решение по поводу предпочтительности того или иного алгоритма. Предлагается методика, которая отличается от других известных методик, во-первых, учетом алгоритма обработки сигналов датчиков. Второе положительное отличие заключается в учете взаимосвязи между переменными, выражающееся как ковариации. Третьим преимуществом является упрощение методики за счет

перехода к инженерным формулам от матричных вычислений, когда преобразование координат (поворот), выполняемый путем умножения матриц заменяется на равноценную формулу накопления частных погрешностей.

II. Сравнение дисперсионных матриц, весовых коэффициентов и результатов для эквидистантных и неэквидистантных многозондовых систем

Задача ставится как сравнение четырехзондовых эквидистантной и неэквидистантной систем датчиков, в первом случае алгоритм обработки опубликован в [5], а второй в статье [6]. Относительно самого неэквидистантного размещения сведения содержатся в [7]. Общим в подходе является наличие промежуточных переменных, которые упоминаются также в статье [Чуйко].

Общая погрешность измеряемых параметров может быть определена согласно закону накопления частных погрешностей с использованием весовых коэффициентов и среднеквадратических отклонений датчиков (СКО). Так для проходящей мощности и модуля коэффициента отражения, она может быть получена из формул

$$\begin{aligned} \sigma_{np} &= \sqrt{W_1 \sigma_P^2 + W_2 \sigma_{\Delta P \cos \varphi}^2 + W_3 \sigma_{\Delta P \sin \varphi}^2 + 2W_1 W_2 \text{cov}_{P, \Delta P \cos \varphi}} \\ \sigma_{\Gamma} &= \sqrt{W_4 \sigma_P^2 + W_5 \sigma_{\Delta P \cos \varphi}^2 + W_6 \sigma_{\Delta P \sin \varphi}^2 + 2W_4 W_5 \text{cov}_{P, \Delta P \cos \varphi}} \\ \sigma_{\varphi} &= \sqrt{W_7 \sigma_P^2 + W_8 \sigma_{\Delta P \cos \varphi}^2 + W_9 \sigma_{\Delta P \sin \varphi}^2 + 2W_8 W_9 \text{cov}_{P, \Delta P \cos \varphi}} \end{aligned} \quad (1)$$

Чтобы пользоваться этой формулой надо решить две задачи: во-первых, определить коэффициенты влияния, во-вторых, найти дисперсии и ковариации.

Из выражений [5] находим коэффициенты влияния как частные производные для погрешности косвенных измерений. Так для проходящей мощности весовые коэффициенты относительно промежуточных переменных

$$W_1 = \frac{-\Gamma}{P_{nao}(1-\Gamma^2)}, \quad W_2 = \frac{\cos \varphi(1+\Gamma^2)}{2P_{nao}(\Gamma^2-1)}, \quad W_3 = \frac{\sin \varphi(1+\Gamma^2)}{2P_{nao}(\Gamma^2-1)} \quad (2)$$

А из [6] путем дифференцирования среднего гармонического определяем погрешности измерения проходящей мощности.

$$W_1 = \frac{4 \sum_{i=1}^4 \frac{1}{P_i^2}}{\left(\sum_{i=1}^4 \frac{1}{P_i} \right)^2}, \quad W_2 = \frac{4 \sum_{i=1}^4 \frac{\cos \theta_i}{P_i^2}}{\left(\sum_{i=1}^4 \frac{1}{P_i} \right)^2}, \quad W_3 = \frac{4 \sum_{i=1}^4 \frac{\sin \theta_i}{P_i^2}}{\left(\sum_{i=1}^4 \frac{1}{P_i} \right)^2} \quad (3)$$

Дисперсионная матрица строится, исходя из матрицы системы уравнений, большинство элементов матрицы системы уравнений тригонометрические функции, появившиеся в результате раскрытия косинуса суммы в выражении для сигнала датчика. Аргументом тригонометрической функции является фазовое расстояние между датчиками, которое в свою очередь является функцией геометрического рас-

стояния между датчиками. Для эквидистантного размещения расстояние между датчиками составляет $\lambda/6$, а для неэквидистантного вычисляется по формулам

$$l_1 = 0, l_{2,3} = \frac{\lambda}{1 \pm 0.707 \frac{q-1}{q+1}}, l_4 = l_2 + l_3 \quad (4)$$

q -коэффициент перекрытия равный отношению максимальной длины волны к минимальной, в данном случае он равняется двум. Частотный диапазон коаксиального тракта составляет несколько октав, то есть существенно превышает диапазон рабочих частот волновода. Соответственно, размещение датчиков должно модифицироваться, что влечет за собой коррекцию методики оценивания, в частности должна измениться и дисперсионная матрица и весовые коэффициенты.

При эквидистантном размещении новые датчики добавляются на кратном к начальному расстоянию, а рабочими являются по прежнему четыре датчика, но со своими фазовыми расстояниями, которые и учитываются через дисперсионную матрицу, а весовые коэффициенты не меняются, как не меняется алгоритм обработки.

При неэквидистантном размещении количество датчиков должно быть кратно 2^n , то есть после четырех датчиков следует восьмизначная решетка, затем шестнадцатизначная и т.д. Изменится также коэффициент перекрытия и степень аппроксимирующей частотную характеристику полинома Чебышева, что приведет к вычислению нового расстояния между датчиками по формулам аналогичным выражениям (4). В вычислениях проходящей мощности как среднего гармонического участвуют все датчики, значит, эти изменения учитываются в дисперсионной матрице. Что касается весовых коэффициентов, то в этих выражениях пропорционально увеличится количество слагаемых в каждой частной производной в соответствии с увеличенным числом датчиков в физической системе.

III. Заключение

Анализ точности алгоритмов МММ и предложенная методика комплексной оценки его параметров

диапазоне частот позволяют улучшить качество проектирования МММ.

IV. Список литературы

- [1] *Caldecott R.* The generalized multiprobe reflectometer and its application to automated transmission line measurement. - IEEE Trans. on Antennas and Propagation Vol. AP-21, July, pp.550-554
- [2] *Энжен Г. Ф.* Успехи в области СВЧ измерений. - ТИИЭР, т.66, №4., апрель 1978.-с.8-19.
- [3] *Колотыгин С. А., Чуйко В. Г.* Измерение падающих и отраженных волн преобразователем с неидеальными зондами. - Томографические методы в физико-технических измерениях/ ВНИИФТРИ.-М., 1985, с.143-149.
- [4] *Львов А. А., Моржаков А. А., Кудряшов Ю. Ю., Галкина Л. В.* Статистический подход к проблеме измерения параметров СВЧ-двухполюсников с помощью многополюсника. // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ, Вып.8(422). - 1989.- С. 57-63.
- [5] *Волков В. М., Зайченко О. Б.* Синтез преобразователя для микроволнового мультиметра. // Автоматизированные системы управления и приборы автоматики. - Харьков,- 2000. Вып.113.- С.94-100.
- [6] *Механников А. И., Перепелкин В. А.* Микроволновый мультиметр и алгоритмы его работы// Измерительная техника. - 1994. - №3.- С.52-56.
- [7] *Механников А. И.* Синтез многоэлементных преобразователей проходящей мощности. // Метрология. -1973. - №4.- С.27-36.

ERRORS OF MICROWAVE MULTIPROBE MULTIMETER WITH EQUIDISTANT AND NONEQUIDISTANT SENSORS

Volkov V. M., Zaichenko O. B.
KNURE

Lenin av., 14, Kharkov - 61166, Ukraine
Tel.: 702-13-31, e-mail: wolf@kture.kharkov.ua

Abstract – Compared in this paper is the accuracy of two algorithms of multi-probe microwave multimeters within operating frequency range with equidistant and non-equidistant probes location. The probes position and algorithms of their signals processing are taken into consideration.

ИЗМЕРЕНИЕ НАПРАВЛЕННОСТИ И ПЕРЕХОДНОГО ОСЛАБЛЕНИЯ НАПРАВЛЕННОГО ОТВЕТВИТЕЛЯ – ВОЗБУДИТЕЛЯ КОЛЬЦЕВОГО РЕЗОНАТОРА

Саламатин В. В., Лукьянчук Г. А. Лемешко Г. В.
 Севастопольский национальный технический университет
 Студенческий городок, Севастополь – 99053, Украина
 тел.: (0692) 235258; e-mail: rt.sevgtu@stel.sebastopol.ua

Аннотация – Рассмотрен метод определения направленности и переходного затухания направленного ответвителя – возбуждателя кольцевого резонатора бегущей волны с помощью рефлектометрического измерителя модулей комплексных коэффициентов отражения и передачи.

1. Введение

Кольцевые резонаторы бегущей волны, возбуждаемые с помощью направленных ответвителей (НО), используются в технике СВЧ при разработке направленных фильтров, для испытания волноводных элементов на большой мощности, в формирователях сверх коротких радиоимпульсов с повышенной импульсной мощностью, в приборах для измерения направленности ответвителей [1, 2, 3].

В работе [3] рассмотрен метод определения направленности ответвителя с помощью измерительной линии, включённой в разрыв кольцевого резонатора (КР), являющегося вторичным каналом НО. Однако не всегда приемлемо нарушать целостность КР и вносить в него неоднородность.

Целью данной работы является определение направленности и переходного затухания направленного ответвителя – возбуждателя кольцевого резонатора с помощью рефлектометрического измерителя модулей комплексных коэффициентов отражения и передачи, направленные детекторы которого включены в первичный канал.

2. Основная часть

Резонатор бегущей волны (РБВ), выполненный в виде направленного ответвителя с замкнутым в кольцо вторичным каналом, можно представить в виде эквивалентного четырёхполюсника. Если же к выходному плечу первичного канала НО подсоединить нагрузку (Н), то РБВ представляет собой эквивалентный двухполюсник. Коэффициенты передачи эквивалентного двухполюсника и четырёхполюсника содержат информацию о параметрах НО РБВ. Измерив модули комплексного коэффициента отражения (ККО) Γ и комплексного коэффициента передачи (ККП) T , можно определить направленность D и затухание C НО.

Для получения соотношений, связывающих модули Γ и T с параметрами D и C , использован топологический метод анализа. Топологической моделью РБВ является ориентированный граф, изображенный на рисунке 1.

На рисунке 1 приняты следующие обозначения: $\dot{E}_1 \dots \dot{E}_4$ – комплексные нормированные амплитуды волн в соответствующих плечах НО; $\dot{\Gamma}_H$ – ККО нагрузки Н, присоединённой к выходному плечу НО; \dot{S}_{pq} – коэффициенты передач между соответствующими плечами НО; $\tau e^{i\varphi}$ – ККП волноводного кольца (при резонансе $\varphi = 2\pi \cdot n$, n – целое число и $e^{i\varphi} = 1$); $\dot{\Gamma}$ – ККО эквивалентного двухполюсника.

Решая граф, находим $\dot{\Gamma}$:

$$\dot{\Gamma} = \frac{\dot{S}_{31}\tau \cdot \dot{S}_{41}}{1 - \tau \cdot \dot{S}_{34}} + \dot{\Gamma}_H \dot{S}, \quad (1)$$

где \dot{S} – обобщённый комплексный параметр РБВ,

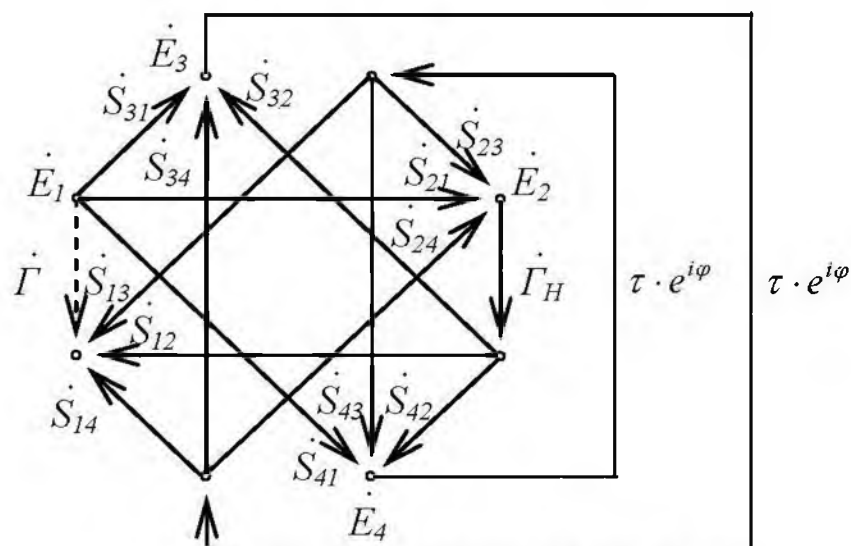


Рис. 1. Ориентированный граф РБВ.

Fig. 1. Directed graph of a progressive wave resonator

$$\dot{S} = \dot{S}_{21}\dot{S}_{12} + \frac{\dot{S}_{21}\dot{S}_{42}\tau\dot{S}_{13}}{1 - \tau\dot{S}_{43}} + \frac{\dot{S}_{31}\tau\dot{S}_{24}\dot{S}_{12}}{1 - \tau\dot{S}_{34}} + \frac{\dot{S}_{31}\tau\dot{S}_{24}\dot{S}_{42}\tau\dot{S}_{13}}{(1 - \tau\dot{S}_{34})(1 - \tau\dot{S}_{43})} + \frac{\dot{S}_{21}\dot{S}_{32}\tau\dot{S}_{14}}{1 - \tau\dot{S}_{34}} + \frac{\dot{S}_{41}\tau\dot{S}_{23}\dot{S}_{12}}{1 - \tau\dot{S}_{43}} + \frac{\dot{S}_{41}\tau\dot{S}_{23}\dot{S}_{32}\tau\dot{S}_{14}}{(1 - \tau\dot{S}_{34})(1 - \tau\dot{S}_{43})}$$

Вследствие принципа взаимности имеют место равенства:

$$\dot{S}_{21} = \dot{S}_{12} = \dot{S}_{34} = \dot{S}_{43}, \quad \dot{S}_{31} = \dot{S}_{13} = \dot{S}_{42} = \dot{S}_{24}, \\ \dot{S}_{41} = \dot{S}_{14} = \dot{S}_{32} = \dot{S}_{23}, \quad \dot{S}_{21} = \sqrt{1 - S_{31}^2} \quad (2)$$

Модуль ККО $\dot{\Gamma}$ с учетом (1) и (2) определяются выражением

$$\Gamma = \left[\frac{4 S_{31}^2 \tau^2 S_{41}^2}{(1 - \tau \sqrt{1 - S_{31}^2})^2} + \Gamma_H^2 S^2 + \frac{4 S_{31} \tau S_{41} \Gamma_H S}{(1 - \tau \sqrt{1 - S_{31}^2})^2} \cdot \cos(\psi_1 - \varphi_H - \psi) \right]^{1/2}, \quad (3)$$

где Γ_H , φ_H – модуль и аргумент ККО нагрузки; ψ_1 и ψ – аргументы первого комплексного слагаемого (1) и комплексного параметра \dot{S} .

При перемещении поглощающего клина нагрузки аргумент изменяется, и модуль (3) может принимать максимальное и минимальное значения

$$\Gamma_{max} = \frac{2 \cdot S_{31} \tau^2 S_{41}}{1 - \tau \sqrt{1 - S_{31}^2}} + \Gamma_H S, \quad \Gamma_{min} = \frac{2 \cdot S_{31} \tau^2 S_{41}}{1 - \tau \sqrt{1 - S_{31}^2}} - \Gamma_H S$$

Среднее значение модуля $\Gamma = 0,5 \cdot (\Gamma_{min} + \Gamma_{max})$ будет равно

$$\Gamma = \frac{2 \cdot S_{31} \tau^2 S_{41}}{1 - \tau \sqrt{1 - S_{31}^2}}. \quad (4)$$

Направленность ответвителя D определяется формулой

$$D = 20 \lg \frac{S_{31}}{S_{41}}. \quad (5)$$

Преобразуем (4)

$$\frac{S_{31}}{S_{41}} = \frac{2 \cdot S_{31}^2 \cdot \tau}{\Gamma \left(1 - \tau \sqrt{1 - S_{31}^2} \right)}. \quad (6)$$

Подставляя (6) в (5), получим соотношение для направленности

$$D = 20 \lg \left(\frac{2 \cdot S_{31}^2 \cdot \tau}{\Gamma \left(1 - \tau \sqrt{1 - S_{31}^2} \right)} \right) = 20 \lg \frac{2}{\Gamma} + 20 \lg \left(\frac{S_{31}^2 \cdot \tau}{\left(1 - \tau \sqrt{1 - S_{31}^2} \right)} \right). \quad (7)$$

Величина D состоит из двух слагаемых. Первое слагаемое определяется измеренным значением модуля Γ , второе зависит от параметров РБВ - S_{31} и τ . Для их определения находим модуль ККП РБВ путем решения ориентированного графа (рисунок 2).

$$T = \sqrt{1 - S_{31}^2} - \frac{S_{31}^2 \cdot \tau}{1 - \tau \sqrt{1 - S_{31}^2}} = \frac{\sqrt{1 - S_{31}^2} - \tau}{1 - \tau \sqrt{1 - S_{31}^2}}. \quad (8)$$

При выводе (8) пренебрегли слагаемым второго порядка малости. Из (8) следует

$$S_{31}^2 = 1 - \left(\frac{T + \tau}{1 + T\tau} \right). \quad (9)$$

Переходное затухание направленного ответвителя равно

$$C = 10 \lg S_{31}^2 = 10 \lg \left[1 - \left(\frac{T + \tau}{1 + T\tau} \right) \right]. \quad (10)$$

Подставив (9) в (7), запишем выражение для направленности

$$D = 20 \lg \frac{2}{\Gamma} + 20 \lg \left[\frac{\tau \cdot \left[(1 + T\tau)^2 - (T + \tau)^2 \right]}{(1 - \tau^2)(1 + T\tau)} \right]. \quad (11)$$

Таким образом, измерив модули ККО и ККП и вычислив τ , определим C и D .

При критическом режиме $\tau = \sqrt{1 - S_{31}^2}$. Подставляя его в (8) и (10), получим $T = 0$, $C = 10 \lg(1 - \tau^2)$. Направленность (11) при этом режиме будет равна $D = 20 \lg \frac{2}{\Gamma} + 20 \lg \tau$. Экспериментально исследован РБВ с крестообразным НО. Измеренное значение $\Gamma = 0,15$; модуль ККП кольца $\tau = 0,9917$. Рассчитанные величины: $D \approx 22,43$, $C \approx -17,82$.

3. Заключение

Поставленная цель работы достигнута. Рассмотренная методика определения направленности и переходного затухания может быть применена и для обычных направленных ответвителей. В это случае один из каналов НО нужно замкнуть в кольцо.

4. Список литературы

- [1] Семёнов Н. А. Техническая электродинамика / Н. А. Семенов – М.: Связь, 1973. – 480с.
- [2] Диденко А. Н. Мощные СВЧ импульсы наносекундной длительности / А. Н. Диденко, Ю. Г. Юшков. – М.: Энергоатомиздат. 1984. – 112 с.
- [3] Саламатин В. В. Измеритель направленности ответвителей. / В. В. Саламатин, Г. А. Лукьянчук // Материалы 13-й Международной конференции «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь, 2003. – с. 501 – 502.

MEASUREMENT OF THE ORIENTATION AND TRANSITIVE ATTENUATION OF DIRECTED COUPLER/THE ACTIVATOR OF THE RING RESONATOR

Salamatin V. V., Lukyanchuk G. A., Lemeshko G. V.
 Sevastopol National Technical University
 Studgorodok, Sevastopol, 99053, Ukraine
 Ph.: (0692) 235258
 E-mail: rt.sevgtu@stel.sebastopol.ua

Abstract – The method of orientation and transitive attenuation determination of a directed coupler (the activator of the ring running wave resonator) with the help of reflectometer of the reflection and drive complex factors modules is considered.

I. Introduction

The ring traveling wave resonators (RTWR) activated by directed couplers (DC) are used in microwave techniques of the MICROWAVE while developing the directed filters, for testing waveguide elements on the high power levels, in shapers of supershort radio pulses with increased pulse power in meters measuring couplers direction [1, 2, 3].

The method of DC direction determination with the help of measuring line included in the break of ring resonator, which is the secondary DC channel, is considered in [3]. However, it is not always possible to break integrity and introduce heterogeneity in ring resonator.

The purpose of this work is to define the direction and transitive attenuation of a directed coupler – the activator of the ring resonator with the help of reflectometer of modules of complex factors of reflection and drive, reflectometer detectors being included in primary channel.

II. Main Part

The RTWR made as directed coupler with the secondary channel closed in a ring is possible to present as the equivalent two-port. If load is connected to the output shoulder of the primary channel, RTWR while be given as equivalent one-port.

Factors of reflection and transfer of equivalent two-port and the one port contain the information on parameters of DC of RTWR. Measuring modules of complex factor of reflection (KFR) Γ and complex factor of transfer (KFT) T , it is possible to define direction D and transitive attenuation C of DC. For receiving the ratio connecting modules Γ and T with parameters D and C , the topological method of analysis is used. Topological model of RTWR is an oriented graph.

Solving of the graph relatively to Γ and T allows us to derive formulas for determination of direction and transitive attenuation. Thus, having measured modules Γ and T and having calculated the module of KFT, we find D and C .

Results of calculation.

RTWR with crosswise directed coupler has been experimentally investigated. The measured value of $\Gamma = 0.15$, module of KFT $\tau = 0.9917$. The calculated parameters are $D = -22.43$ dB, $C = -35.6$ dB.

III. The Conclusion

The considered technique of orientation and transitive attenuation determination can be applied for usual directed couplers. In this case one of DC channels needs to be closed in a ring.

КАЛИБРОВКА ИЗМЕРИТЕЛЯ ВЕКТОРНОГО ОТНОШЕНИЯ ДВУХ СВЧ СИГНАЛОВ

Гимпилевич Ю. Б., Вертегел В. В., Смаилов Ю. Я.
Севастопольский национальный технический университет
Севастополь – 99053, Украина
Тел.: (0692)23-51-18; e-mail: gimpil@mail.ru

Аннотация — Предложен метод калибровки измерителя векторных отношений, который построен на основе микроволнового преобразователя параметрического типа. Процедура калибровки основывается на использовании аттестованного делителя мощности и образцовых отрезков регулярной линии передачи. Проведено решения системы калибровочных уравнений.

I. Введение

В работе [1] предложен метод измерения векторного отношения двух СВЧ сигналов. Рассмотрение проведено в предположении идеальности характеристик узлов, входящих в состав измерителя. На практике используются узлы, обладающие неидеальными характеристиками, исключить влияние которых на результаты измерения можно путем предварительной калибровки измерителя.

В данной работе рассмотрен метод формирования образцовых значений векторного отношения и разработаны алгоритмы процедур калибровки преобразователя.

II. Основная часть

Для того чтобы провести процедуру калибровки микроволнового преобразователя необходимо сформировать образцовые значения векторного отношения двух СВЧ сигналов. Схема формирования иллюстрируется рисунком 1.

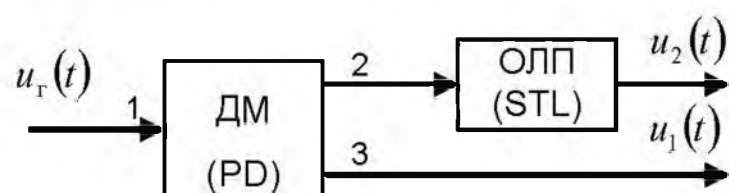


Рис. 1. Формирование образцового значения векторного отношения.

Fig. 1. Formation of the standard values of the vector ratio

Сигнал с выхода СВЧ генератора $u_r(t)$ с частотой ω , начальной фазой φ_0 и амплитудой U_r поступает на вход образцового делителя мощности (ДМ). С выхода 2 ДМ сигнал поступает на k -ый образцовый отрезок линии передачи (ОЛП) с геометрической длиной l_k . Сигналы $u_1(t)$, $u_2(t)$ определяются соотношениями:

$$u_1(t) = C_{13} U_r \cos(\omega t + \varphi_0 + \varphi_{13}); \quad (1)$$

$$u_2(t) = C_{12} \cdot U_r \cos(\omega t + \varphi_0 + \varphi_{12} + \varphi_k); \quad (2)$$

где C_{12} , C_{13} — коэффициенты передачи ДМ; φ_{12} , φ_{13} — фазовые сдвиги, вносимые ДМ; $\varphi_k = 2\pi l_k / \lambda$ — фазовый сдвиг, вносимый k -ым отрезком линии передачи; λ — длина волны в линии передачи;

$k = 0, 1, 2, \dots, m$; m — количество образцовых отрезков линии передачи.

С учетом выражений (1) и (2) модуль и аргумент векторного отношения сигналов $u_1(t)$ и $u_2(t)$ определяются формулами:

$$K = \frac{C_{12}}{C_{13}}; \quad \theta_k = \varphi_k + \varphi_{12} - \varphi_{13}. \quad (3)$$

Выражение (3) показывает, что модуль задаваемого отношения зависит от отношения коэффициентов передачи C_{12} , C_{13} ДМ, а аргумент — от разности фазовых сдвигов, вносимых ДМ и набегом фазы в ОЛП. Это позволяет формировать набор образцовых векторных отношений с различными модулями и аргументами. Точность задания модуля и аргумента зависит от погрешности аттестации ДМ и ОЛП. Аттестация отрезка линии передачи сводится к определению геометрической длины и может быть осуществлена с высокой точностью. При этом потерями в отрезке линии передачи можно пренебречь в виду малой геометрической длины. Аттестация ДМ может быть выполнена с точностью $\pm 0,02$ дБ по коэффициенту деления и $\pm 0,5^\circ$ по вносимому фазовому сдвигу. При номинальных значениях коэффициента деления мощности 3 дБ погрешность аттестации образцового значения векторного отношения составит $\sim 1\%$ по модулю и $\sim 1^\circ$ по аргументу (при $K = 1$, $\theta_k = \pi/2$).

Система уравнений, связывающая нормированные выходные напряжения датчика мощности микроволнового преобразователя параметрического типа с векторным отношением и параметрами преобразователя имеет вид

$$V_{i,k} = q_i \left| \frac{1 + K |A_i| \exp[j(\theta_k + \alpha_i)]}{1 + K |A_0| \exp[j(\theta_k + \alpha_0)]} \right|^2, \quad (4)$$

где $|A_i|$, α_i — модуль и аргумент обобщенной комплексной константы A_i преобразователя на i -ом шаге коммутации; q_i — обобщенная скалярная константа; $i = 0, 1, 2, \dots, N-1$; N — количество шагов коммутации.

Математическая модель (4) учитывает отклонение электрических параметров устройств, входящих в измерительный преобразователь, от идеальных. Калибровка микроволнового преобразователя заключается в определении комплексных констант A_i и скалярных констант q_i по набору значений образцовых векторных отношений в диапазоне рабочих частот. При этом задача сводится к решению следующей калибровочной системы уравнений, получаемой из (4), в каждой частотной точке

$$K^2 q_i |A_i|^2 + 2q_i K |A_i| \cos(\theta_k + \alpha_i) - K^2 V_{i,k} |A_0|^2 - 2V_{i,k} K |A_0| \cos(\theta_k + \alpha_0) = V_{i,k} - q_i \quad (5)$$

Данная система нелинейных уравнений содержит 12 неизвестных: $|A_i|$, α_i и q_i . Коэффициенты q_i можно определить, задав нулевое значение модуля векторного отношения, что достигается исключением ОЛП и подключением согласованных нагрузок к соответствующим разъемам ДМ и преобразователя (далее эта ситуация соответствует значению индекса $k = 0$). При этом, полагая в (5) $K = 0$, получаем

$$q_i = V_{i,0} \quad (6)$$

В результате в системе (5) остаются 8 неизвестных и для ее решения необходимо 8 уравнений. Поскольку одному образцовому значению векторного отношения соответствует 3 уравнения ($N = 4$), то для формирования 8 уравнений достаточно задать три значения. Проведенное моделирование показало, что для получения результата в этом случае необходимо задание начальных приближений с высокой точностью, что является недостатком данного алгоритма.

Устранить указанный недостаток можно введением новых переменных $X_i = |A_i| \cos(\alpha_i)$, $Y_i = |A_i| \sin(\alpha_i)$, представляющих собой реальную и мнимую части комплексной константы A_i , соответственно. Тогда система (5) преобразуется к виду

$$\begin{aligned} & [X_i^2 + Y_i^2] K^2 q_i + 2q_i K (X_i \cos(\theta_k) - Y_i \sin(\theta_k)) - \\ & - [X_0^2 + Y_0^2] K^2 V_{i,k} - 2K V_{i,k} (X_0 \cos(\theta_k) - Y_0 \sin(\theta_k)) = V_{i,k} - q_i \end{aligned} \quad (7)$$

Моделирование показало, что для решения системы (7) итерационными методами достаточно задать нулевые начальные приближения на искомые неизвестные X_i, Y_i . Знание этих параметров достаточно для расчета комплексных констант A_i .

III. Заключение

В работе обоснован метод калибровки измерителя векторного отношения двух СВЧ сигналов. Предложен способ формирования образцовых значений векторного отношения, основанный на использовании аттестованных отрезков линии передачи и аттестованного делителя мощности. Система калибровочных уравнений решена двумя способами, которые позволяют определить комплексные константы A_i , характеризующие микроволновый преобразователь. Проведено моделирование калибровочной процедуры и выявлены преимущества решения системы относительно квадратурных составляющих комплексных констант.

IV. Список литературы

- [1] Gimpilevich Yu. B., Smailov Yu. Y. A method for measuring of two microwave signals vector ratio // Proc. of the 5th International Conference "Antenna theory and techniques" Kyiv, Ukraine, 2005, pp. 127-266

THE METER CALIBRATION OF VECTOR RATIO OF TWO MICROWAVE SIGNALS

Gimpilevich Yu. B., Vertegel V. V., Smailov Yu. Y.
Sevastopol National Technical University
Sevastopol, 99053, Ukraine
Phone: (0692) 23-51-18; e-mail: gimpil@mail.ru

Abstract — The paper presents the calibration method of the vector ratio meter, built on the basis of the microwave converter of parametric type. Calibration procedure is based on using certified power divider (PD) and the standard segments of transmission lines (STL). The solution of the calibration equations systems is carried out.

I. Introduction

The measuring method of vector ratio of two microwave signals is given in [1]. It is suggested using the microwave units with ideal electrical parameters. In practice, used unites have imperfections, which can be eliminated by preliminary calibration.

II. Main Part

To perform the calibration procedure of the microwave converter is necessary to form standard values of vector ratio. The scheme of formation is shown in Fig. 1. Subject to (1) and (2) magnitude and argument of the vector ratio of signals $u_1(t)$ and $u_2(t)$ are defined as

$$K = \frac{C_{12}}{C_{13}}; \quad \theta_k = \varphi_k + \varphi_{12} - \varphi_{13},$$

where C_{12}, C_{13} — transmission coefficients of PD; $\varphi_{12}, \varphi_{13}$ — the phase shifts, inserted by PD $\varphi_k = 2\pi l_k / \lambda$ — the phase shift, inserted by k -th segment of transmission line; λ — wavelength of transmission line; $k = 0, 1, 2, \dots, m$; m — the number of the standard segments of transmission line.

Assignment precision of magnitude and argument depends on certification of PD and STL. Certification of PD and STL can be done with high accuracy and is about ~1 per cent for magnitude and ~1° for argument accordingly (in case, $K = 1$, $\theta_k = \pi/2$).

The problem of calibration is to solve the system of equations, obtained from (4), in each frequency point

$$\begin{aligned} & K^2 q_i |A_i|^2 + 2q_i K |A_i| \cos(\theta_k + \alpha_i) - K^2 V_{i,k} |A_0|^2 - \\ & - 2V_{i,k} K |A_0| \cos(\theta_k + \alpha_0) = V_{i,k} - q_i \end{aligned}$$

Modeling shows that for getting results it is necessary to put in the initial conditions with high accuracy. To avoid that lack one can put in the new variables $X_i = |A_i| \cos(\alpha_i)$ and $Y_i = |A_i| \sin(\alpha_i)$ to be presented as real and imaginary parts of the complex constants A_i . Then the system (5) can be written as

$$\begin{aligned} & [X_i^2 + Y_i^2] K^2 q_i + 2q_i K (X_i \cos(\theta_k) - Y_i \sin(\theta_k)) - \\ & - [X_0^2 + Y_0^2] K^2 V_{i,k} - 2K V_{i,k} (X_0 \cos(\theta_k) - Y_0 \sin(\theta_k)) = V_{i,k} - q_i \end{aligned}$$

Modeling shows that for solution of this system by the iteration techniques it is enough to put in the initial zero conditions.

III. Conclusion

The calibration method of the vector ratio meter of two microwave signals is proved in the given work. Formation of the standard values of vector ratio, based upon using certified segments of transmission line and power divider is given. The system of calibration equations is solved in two ways, allowing defining the complex constants A_i to characterize the microwave converter. Modeling of the calibration procedure is carried out. As a result, the advantages of the system solution are taken with respect to the quadrature components of the complex constants.

МИКРОВОЛНОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ КАЛИБРУЕМОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ КОМПЛЕКСНОГО КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ

Гимпилевич Ю. Б., Носкович В. И.

Севастопольский национальный технический университет

Студенческий городок, Севастополь – 99053, Украина

тел.: (0692) 235258; e-mail: rt2005@ntu.ru

Аннотация — Рассмотрен метод построения широкополосного двухканального четырехдетекторного микроволнового преобразователя калибруемого измерителя комплексного коэффициента передачи волноводных четырехполюсников; разработан алгоритм решения калибровочных и измерительных уравнений.

I. Введение

Измерители комплексных параметров волноводных устройств, построенные на основе калибруемых многополюсных микроволновых преобразователей, являются высокоточными и широкополосными приборами [1]. Применение микроволновых преобразователей интерферометрического типа позволило уменьшить массогабаритные параметры многополюсника и упростить калибровочные операции при измерении комплексного коэффициента отражения (ККО). Анализ литературных источников показал, что отсутствуют сведения об использовании этого подхода в интерферометрических измерителях комплексного коэффициента передачи (ККП).

Целью данной работы является разработка малогабаритного конструктивно простого широкополосного двухканального микроволнового преобразователя интерферометрического типа, а также калибровочных операций, позволяющих определить его собственные константы и исключить их влияние на погрешность измерения модуля и аргумента комплексного коэффициента передачи.

II. Основная часть

Схема СВЧ части измерителя комплексного коэффициента передачи показана на рис. 1

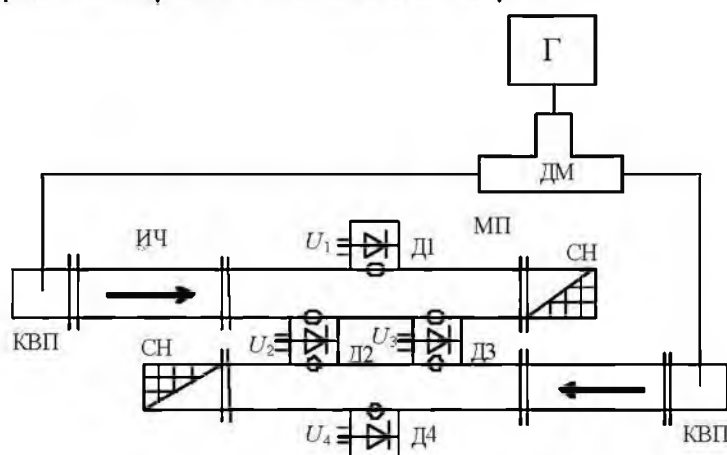


Рис. 1.

Fig. 1.

Сигнал от генератора СВЧ (Г) с дискретной электронной перестройкой частоты через делитель мощности (ДМ) и коаксиально-волноводные переходы (КВП) поступает в измерительный и опорный каналы, нагруженные на концах согласованными нагрузками (СН). Двухканальный четырехдетекторный микроволновый преобразователь (МП) связан как с измерительным, так и с опорным каналами.

В измерительный канал включается исследуемый четырехполюсник (ИЧ). Датчик мощности Д1 МП посредством щели связан с измерительным каналом, датчики мощности Д2 и Д3 связаны как с измери-

тельным, так и опорным каналами, а датчик Д4 — с опорным.

Фазовый сдвиг между сигналами, ответвляемыми наклонными щелями в волноводы датчиков мощности Д2 и Д3 слабо зависит от частоты. Номинальное значение этого сдвига равно $\pi/4$, а отклонение составляет $\Delta\varphi = \pm 0.8^\circ$ в диапазоне частот волновода.

Щели связи датчиков мощности Д1 и Д4 прорезаны в плоскости симметрии МП, равноудаленной от выхода генератора.

Напряжения, снимаемые с датчиков мощности Д1...Д4, определяются выражениями

$$U_1 = k_{д1} |\dot{E}_1| = k_{д1} k_{и}^2 k_{11}^2 \Gamma^2 E_{\Gamma}^2, \quad (1)$$

$$U_2 = k_{д2} |\dot{E}_2| = k_{д2} E_{\Gamma}^2 [k_{и}^2 k_{21}^2 \Gamma^2 + k_{о}^2 k_{22}^2 + 2k_{и} k_{21} \Gamma k_{о} k_{22} \cos(\psi + \varphi_{и} + \varphi_{21} - \varphi_{о} - \varphi_{22})], \quad (2)$$

$$U_3 = k_{д3} |\dot{E}_3| = k_{д3} E_{\Gamma}^2 [k_{и}^2 k_{31}^2 \Gamma^2 + k_{о}^2 k_{32}^2 + 2k_{и} k_{31} \Gamma k_{о} k_{32} \sin(\psi + \varphi_{и} + \varphi_{31} - \varphi_{о} - \varphi_{32} - 2\Delta\varphi)], \quad (3)$$

$$U_4 = k_{д4} |\dot{E}_4| = k_{д4} k_{о}^2 k_{42}^2 E_{\Gamma}^2 \quad (4)$$

где $\dot{E}_1 \dots \dot{E}_4$ — нормированные комплексные амплитуды волн, подводимых к СВЧ диодам датчиков мощности Д1...Д4, соответственно; $k_{д1} \dots k_{д4}$ — коэффициенты преобразования СВЧ диодов соответствующих датчиков мощности; E_{Γ} — нормированная амплитуда волны генератора, $\dot{\Gamma} = \Gamma \cdot e^{j\psi}$ — ККП исследуемого четырехполюсника; $k_{и}$, $\varphi_{и}$ и $k_{о}$, $\varphi_{о}$ — модули и аргументы ККП измерительного и опорного каналов; k_{11} , φ_{11} ; k_{21} , φ_{21} ; k_{31} , φ_{31} ; k_{22} , φ_{22} ; k_{32} , φ_{32} ; k_{42} , φ_{42} — модули и аргументы ККП каналов датчиков мощности Д1...Д4: первый индекс — номер датчика, второй индекс — номер канала (измерительный — 1, опорный — 2).

Нормированные сигналы: U_1/U_4 , U_2/U_4 , U_3/U_4 не зависят от амплитуды генератора E_{Γ} и определяются величинами измеряемых параметров Γ и ψ и собственных констант микроволновой части измерителя.

Константы определяются результатами измерений, проводимых при калибровочных операциях. Достаточно проведения трех операций. Во время первой из измерителя исключается исследуемый четырехполюсник и отключается опорный канал, при этом $\Gamma = 1$, $\psi = 0$, $k_{о} = 0$. Измеряемые нормированные сигналы с датчиков определяются соотношениями

MICROWAVE TRANSDUCER OF CALIBRATED MEASURING SYSTEM OF COMPLEX TRANSFER CONSTANT

Gimpilevich J. B., Noskovich V. I.
 Sevastopol National Technical University
 Studgorodok, Sevastopol, 99053, Ukraine
 Phone: (0692) 235258, e-mail: rt2005@nm.ru

Abstract – The building method of wideband two-channel four-detector microwave transducer of calibrated measuring system of complex transfer constant of waveguide quadripoles is considered; solution algorithm of gage identities measuring equations is worked out.

I. Introduction

Application of interferometrical microwave transducers allows decreasing mass and dimensions of calibrated multipole and allows simplifying calibrating operations during measuring complex reflectance. The purpose of this paper is elaboration of interferometrical transducer and its calibrations for measuring system of complex transfer constant (CTC).

II. Main Part

The generator signal come through power divider and door-knob transformers into matched measuring and reference channels. The investigated quadripole is joined in measuring channel. The power sensor D1 of microwave transducers is connected to measuring channel by slot, the power sensor D2 and D3 are connected as with measuring channel as with reference one, the power sensor D4 connected with reference channel.

The phase shift between derived by sloping slot signals into power sensors D2 and D3 waveguides is little depended on frequency. It is about $45 \pm 0.8^\circ$ in waveguide frequency band.

The derivable from power sensors voltage values depend on wad amplitude of the generator, CTC module T and phase ψ of investigated quadripole and own constants of microwave part of device. The influence of generator wave amplitude is excluded with normalization of sensor D1, D2, D3 signals with sensor D4 signal and the own constant influence is excluded measuring their values during three calibrating operations and taking them into account solving measuring equations.

III. Conclusion

The considered microwave transducers and high-precision measuring system based on it allow defining CTC module and phase of investigated quadripole. The microwave transducer is simply designed and compact, and calibrating operations are not complicated.

$$\frac{U_{21}}{U_{11}} = \frac{k_{d2}k_{21}^2}{k_{d1}k_{11}^2}, \quad \frac{U_{31}}{U_{11}} = \frac{k_{d3}k_{31}^2}{k_{d1}k_{11}^2}. \quad (5)$$

При второй операции отключается измерительный канал, а опорный подключается, при этом $k_{и} = 0$.

Калибровочные уравнения имеют вид

$$\frac{U_{22}}{U_{42}} = \frac{k_{d2}k_{22}^2}{k_{d4}k_{42}^2}, \quad \frac{U_{32}}{U_{42}} = \frac{k_{d3}k_{32}^2}{k_{d4}k_{42}^2}. \quad (6)$$

В результате проведения этих двух операций определены модули ККП обобщенных констант.

Третья калибровочная операцией необходима для определения аргументов ККП обобщенных констант. При проведении ее подключены оба канала и по прежнему $T = 1$, $\psi = 0$. Измеренные нормированные сигналы U_{13}/U_{43} , U_{23}/U_{43} , U_{33}/U_{43} , наряду с (5) и (6) позволят определить фазовые константы

$$\Delta\psi_1 = \arccos \left[\frac{\frac{U_{23}}{U_{43}} - \frac{U_{13}}{U_{43}} \cdot \frac{U_{21}}{U_{11}} - \frac{U_{22}}{U_{42}}}{2 \sqrt{\frac{U_{21}}{U_{11}} \cdot \frac{U_{22}}{U_{42}} \cdot \frac{U_{13}}{U_{43}}}} \right] \quad (7)$$

$$\Delta\psi_2 = \arcsin \left[\frac{\frac{U_{33}}{U_{43}} - \frac{U_{13}}{U_{43}} \cdot \frac{U_{31}}{U_{11}} - \frac{U_{32}}{U_{42}}}{2 \sqrt{\frac{U_{31}}{U_{11}} \cdot \frac{U_{32}}{U_{42}} \cdot \frac{U_{13}}{U_{43}}}} \right] \quad (8)$$

где $\Delta\psi_1 = (\varphi_{и} - \varphi_0) + (\varphi_{21} - \varphi_{22})$,

$\Delta\psi_2 = (\varphi_{и} - \varphi_0) + (\varphi_{31} - \varphi_{32}) - 2\Delta\varphi$. (9)

Подставляя в (1)...(4) результаты калибровок (5)...(8), находим $T = \sqrt{(U_1 U_{13}) / (U_4 U_{43})}$, $\cos(\psi + \Delta\psi_1)$ и $\sin(\psi + \Delta\psi_2)$.

Для идентичных каналов $\Delta\psi_1$ и $\Delta\psi_2$ близки к нулю, поэтому возможно определение аргумента ψ в пределах от 0° до 2π .

III. Заключение

Рассмотренный микроволновый преобразователь и измеритель ККП на его основе позволяют с высокой точностью определить модуль и аргумент ККП исследуемого четырехполюсника в диапазоне частот волновода, при этом МП является конструктивно простым и малогабаритным, а калибровочные операции — несложны.

IV. Список литературы

- [1] Гимпиевич Ю. Б. Малогабаритный калибруемый микроволновый преобразователь интерференционно-рефлектометрического типа / Ю. Б. Гимпиевич, В. И. Носкович // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 139. С. 136-141.

МОДУЛЯЦИОННЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ПОДЛОЖЕК ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ

Буря А. И., Гармаш М. А., Плоткин А. Д.
 Севастопольский национальный технический университет
 Севастополь - 99053, Украина
 Тел.: (0692) 235118, e-mail: rt@stel.sebastopol.ua

Аннотация – Рассмотрен метод измерения эффективной диэлектрической проницаемости, основанный на анализе частотно-модулированного сигнала. Данный метод позволяет полностью автоматизировать процесс измерения и определять эффективную диэлектрическую проницаемость с погрешностью достаточной для проектирования микроволновых устройств, а также для контроля качества изготовления полосковых линий.

I. Введение

Проектирование и разработка микроволновых устройств предполагает знание параметров диэлектриков, которые являются основой их конструкции. Так, например, при моделировании и проектировании СВЧ устройств на несимметричных полосковых и микрополосковых линиях передачи одним из основных параметров является эффективная диэлектрическая проницаемость материала подложки [1].

Большинство классических методов измерения диэлектрической проницаемости материала подложки в микроволновом диапазоне являются косвенными и заключаются в измерении резонансной частоты объемного или коаксиального резонатора, частично заполненного диэлектриком, что не позволяет учесть геометрию линии и влияние защитных покрытий и экранов.

II. Основная часть

Предлагается метод измерения данного параметра, основанный на анализе частотно-модулированного сигнала.

Структурная схема измерителя изображена на рисунке 1.

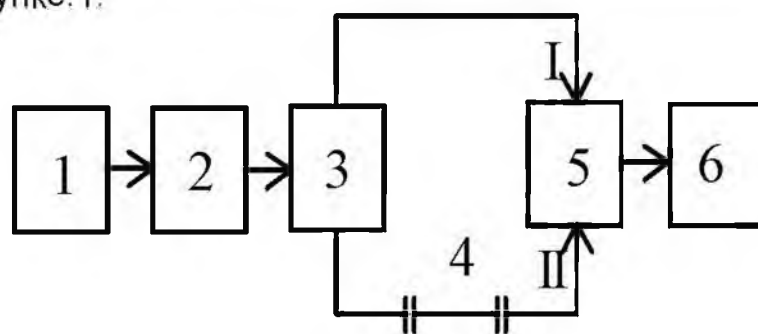


Рис. 1.

Fig. 1.

Сигнал генератора 2 модулируется по частоте напряжением треугольной формы, поступающим с генератора 1. Полученный сигнал с частотной модуляцией подается на делитель мощности 3. Один из каналов которого непосредственно соединен со входом I смесителя 5, а другой через исследуемый отрезок несимметричной полосковой линии 4 – со входом II смесителя 5. В качестве исследуемого объекта может быть использована полосковая линия любой конфигурации с подложкой, эффективную диэлектрическую проницаемость которой необходимо измерить. Обработка результатов измерения и отображение полученной информации, осуществляется устройством 6.

Сигналы на входах смесителя имеют вид:

$$\begin{aligned} U_I &= E_0 \cos 2\pi [f_0 - f_\delta S(t)]t, \\ U_{II} &= |\tau| E_0 \{2\pi [f_0 + f_\delta S(t)]t + \varphi(t)\}, \end{aligned} \quad (1)$$

где E_0 - амплитуда сигнала на выходах делителя мощности; f_0 - средняя частота СВЧ генератора; f_δ - девиация частоты генератора; $S(t)$ - закон изменения модулирующего напряжения; $\varphi(t)$ - фазовый сдвиг, вносимый исследуемой линией; $|\tau|$ - модуль коэффициента передачи исследуемой линии.

Модулирующее напряжение может быть представлено в виде ряда Фурье:

$$S(t) = \frac{\pi}{2} - \frac{4}{\pi} \left(\cos \Omega t + \frac{1}{3^2} \cos 3\Omega t + \frac{1}{5^2} \cos 5\Omega t + \dots \right) \quad (2)$$

Выражение для фазы коэффициента передачи исследуемого отрезка полосковой линии определится:

$$\varphi(t) = \frac{2\pi L \sqrt{\varepsilon_3} [f_0 + f_\delta S(t)]}{c}, \quad (3)$$

где L - длина линии; c - скорость распространения электромагнитных волн в свободном пространстве; ε_3 - эффективная диэлектрическая проницаемость; f_δ - девиация частоты.

На выходе смесителя образуется сигнал разностной частоты, напряжение которого может быть записано в виде:

$$U_{cm} = S |\tau| \frac{E_0}{2} \cos \frac{2\pi L \sqrt{\varepsilon_3} [f_0 + f(t)]}{c}, \quad (4)$$

где S - крутизна преобразования смесителя.

Дифференцируя аргумент выражения (4) находим мгновенное значение частоты сигнала, снимаемого с выхода смесителя

$$F = \frac{4f_\delta f_m L \sqrt{\varepsilon_3}}{c}. \quad (5)$$

Откуда может быть определена величина

$$\varepsilon_3 = \left(\frac{cF}{4Lf_\delta f_m} \right)^2. \quad (6)$$

Таким образом, зная длину линии, девиацию частоты, частоту модуляции и измеряя разностную частоту на выходе смесителя, в соответствии с (6) находим значение эффективной проницаемости подложки полосковой линии. Зная величину ε_3 , можно определить относительную диэлектрическую проницаемость материала подложки [2]. Как видно из рисунка 2, частота на выходе смесителя III в интервале времени t_3 отличается от величины F и является функцией времени $F(t)$. Относительная погрешность измерения величины F определяется соотношением

$$\delta F = \frac{F - F_{cp}}{F}, \quad (7)$$

где F_{cp} - частота, измеряемая частотомером.

Среднее значение частоты за время от 0 до $\frac{T}{2}$, а, следовательно, и за все время измерения можно определить следующим образом:

$$F_{cp} = \frac{2}{T} \left\{ \int_0^{\frac{t_3}{2}} \left(F - \frac{2F}{t_3} t \right) dt + \int_{\frac{t_3}{2}}^{\frac{t_3}{2}} \left[\frac{2F}{t_3} (t - \frac{t_3}{2}) + F \right] dt + \int_{\frac{t_3}{2}}^{\frac{T}{2}} F dt \right\}. \quad (8)$$

Откуда

$$F_{cp} = F \left(1 + \frac{t_3}{T} \right). \quad (9)$$

Относительная погрешность измерения величины F будет равна

$$\delta F = \frac{F - F \left(1 - \frac{t_3}{T} \right)}{F} = \frac{t_3}{T}. \quad (10)$$

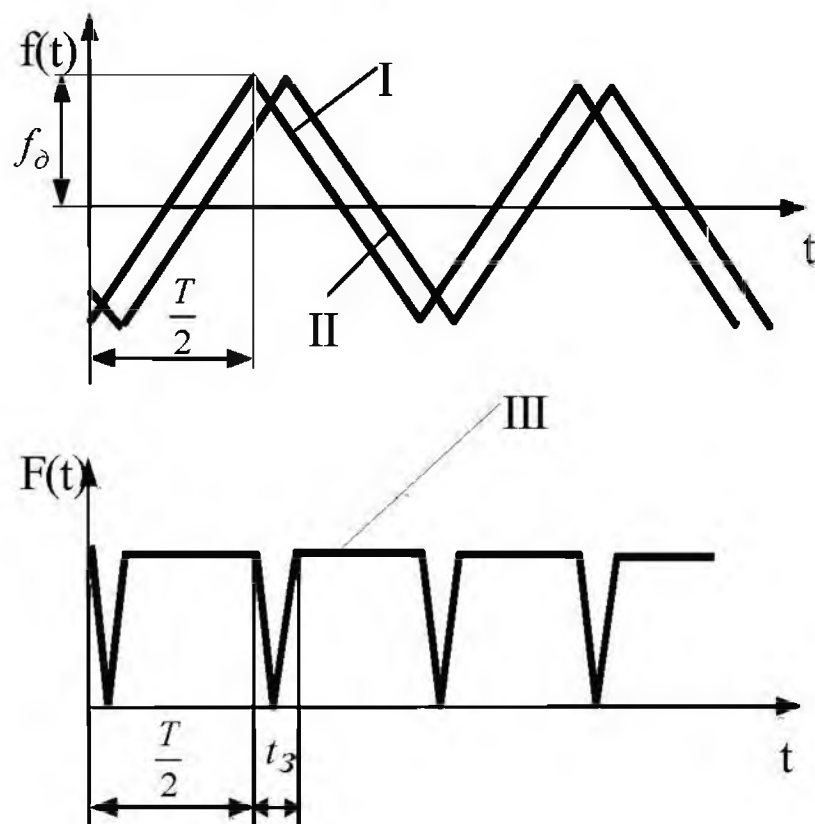


Рис. 2.

Fig. 2.

Как показал анализ, величина δF пренебрежительно мала и составляет около 10^{-5} .

III. Заключение

Рассмотренный метод измерения эффективной диэлектрической проницаемости является достаточно простым с точки зрения реализации, имеет малую погрешность и найдет широкое применение в практике контроля параметров, как полосковых линий, так и технологических процессов их изготовления.

IV. Список литературы

- [1] Полосковые платы и узлы. Проектирование и изготовление / Под ред. Е. П. Котова и В. Д. Каплуна. - М.: Сов. радио, 1979. - 248 с.
- [2] Малорацкий Л. Г. Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях / Л. Г. Малорацкий, Л. Р. Явич. - М.: Сов. радио, 1972. - 214 с.

MODULATION MEASUREMENT METHOD OF DIELECTRIC PERMEABILITY IN SUBSTRUCTURES OF STRIP LINES

Burya A. I., Garmash M. A., Plotkin A. D.
 Sevastopol National Technical University
 Sevastopol 99053, Ukraine
 E-mail: rt@stel.sevastopol.ua

Abstract – The measurement method of dielectric permeability, which is based on frequency-modulated signal analysis, was examined. The given method allows automating completely the measurement process and determining the effective dielectric permeability with an error factor insignificant enough for designing of microwave systems, as well as for quality control when manufacturing transmission lines.

I. Introduction

Designing and development of microwave systems demands knowledge of dielectric parameters, which constitute the basis of the system's construction. Most of the classic methods in measuring permeability of the substructure material in the microwave range are indirect. This makes the use of these methods inadvisable.

II. Basic Part

The proposed method of measuring this parameter is based on the analysis of a modulated signal. The circuit diagram of the measuring instrument is illustrated in Fig.1. From the modulated generator No 1, a signal in a triangular form comes to a modulated generator No 2, which in turn generates a signal based on the frequency. The received signal with the modulated frequency is directed to the power divider No 3. One of the channels of this divider is connected directly to the mixer No 5 at terminal 1. The second channel is connected to the same mixer 5 at terminal 2 through an asymmetric strip line. The research object in this instance is a strip line with substructure, which could be of any configuration. Mechanism No 6 analyses the measurement results, and reflects the received information. Signals on the entry to the mixer look like formula 1, where E_0 - amplitude of the signal; f_0 - average frequency of the generator; f_0 - deviation of generator frequency; $\varphi(t)$ - phase shift; $|T|$ - module of the transfer ratio of the strip; $S(t)$ - the rule of modulated voltage variation. Modulated tension in this case is a periodic sequence of triangular impulses, which could be described by the Furryer row formula. The phase transfer ratio could be described by formula 3. The voltage of the signal of variable frequency, which occurs on the exit of the mixer is described by formula 4. Knowing the length of the strip, deviation of frequency and measuring the differential frequency it is possible to calculate the permeability of the strip by formula 6. The relative error is calculated by formula 10. The analysis shown, that the result of the error parameter is insignificant and is around 10^{-5} . The examined method does not require using a special configuration of microstrip transmission line, which allows it to be used for control of a technological process, and in the measurement of dielectric permeability of substructures.

III. Conclusion

The measurement method of effective dielectric permeability, which is examined in this work, is quite simple to use in practice, has very small relative error, and will find wide practical application in controlling parameters such as strip lines, as well as technological processes of their manufacturing.

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ АНАЛИЗАТОР СПЕКТРА 0,01 ГГц – 178,40 ГГц

Гурло Ю. Е., Дзисяк А. Б., Гусинский А. В., Кострикин А. М., Куркова О. В.
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
Минск – 220013, Республика Беларусь
Тел.: +375-17-2398496, e-mail: gusin@cit.org.by, web site: <http://www.mwmlab.com>

Аннотация – Приведены основные положения модернизации анализатора спектра, который предназначен для исследования спектров периодических радиосигналов в диапазоне частот 0,01 ГГц – 178,40 ГГц, и перекрывается восемью внешними смесителями в 13-ти поддиапазонах.

I. Введение

Одним из направлений деятельности испытательной лаборатории аппаратуры и устройств СВЧ БГУИР является разработка измерительных систем СВЧ и КВЧ диапазона. При выполнении различных видов работ возникает необходимость исследования спектров сложных сигналов, с использованием широкополосного анализатора спектра.

Минимальные требования к современным анализаторам спектра таковы: использование синтезаторов частоты для получения высокой точности измерения частотных параметров спектра; использование многоразрядного АЦП, цифрового управления и цифровой обработки информации, применение калибровки, что позволяет получить высокую точность измерения частотных и амплитудных параметров спектра. Как правило, анализатор спектра должен обладать возможностью осуществления контроля и протоколирования результатов измерения, автоматически выполнять математические операции (находить максимум и минимум частот, уровни гармоник), возможность управления по внешним интерфейсам типа RS232, USB, IEEE-1284 (LPT), ETHERNET, КОП.

Подобные анализаторы спектра, производства таких фирм, как Hewlett Packard, Agilent Technologies, Rohde&Schwarz, Tektronix, Hameg как правило, имеют стоимость порядка сотен тысяч долларов. Это обуславливает актуальность разработки или модернизации отечественных аналогов.

II. Основная часть

Проанализировав парк используемых анализаторов спектра, в качестве основы для модернизации был выбран анализатор спектра С4-60А, работающий в диапазоне 0,01-39,4 ГГц и переносчик частоты РЧ5-29 со сменными смесителями.

Анализатор спектра С4-60А широко используется для решения различных радиотехнических задач, обладает достаточно надежным СВЧ измерительным трактом. Предварительный анализ показал, что, проведя модернизацию систем управления гетеродинов и трактов ПЧ обработки информации, возможно качественно улучшить пользовательские метрологические характеристики анализатора спектра.

В испытательной лаборатории была проведена модернизация анализатора спектра С4-60А совместно с переносчиком частоты РЧ5-29.

В результате модернизации в анализаторе С4-60А была полностью заменена низкочастотная система обработки и отображения измерительной информации на новую цифровую систему, включающую в себя 16-ти разрядный быстродействующий блок аналого-цифрового преобразователя (АЦП), USB-GPIB контроллер, устройство сопряжения, источник питания и промышленный персональный компьютер (ПК) (рисунок 1).

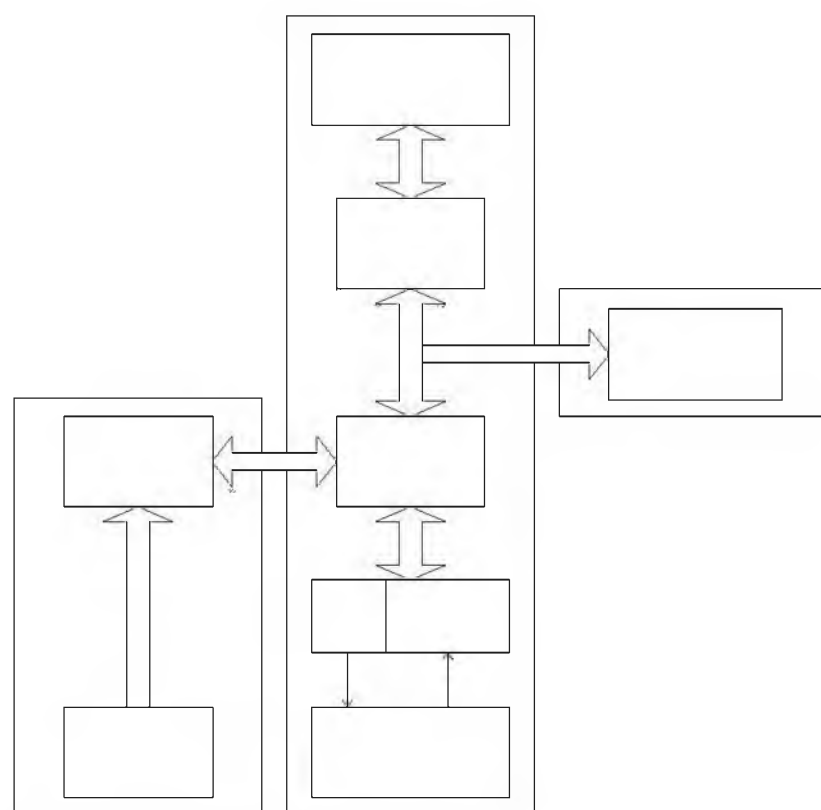


Рис. 1. Структурная схема блока обработки измерительной информации.

Fig. 1. Block diagram of measuring information processing unit

Была заменена аналоговая система управления всеми гетеродинами и режимами работы анализатора спектра на цифровой блок системы, состоящий из системы ФАПЧ основного гетеродина и 16-ти разрядных ЦАП управления.

Промышленный компьютер представляет стандартный x86-совместимый компьютер PC-104. Он управляет всем измерительным комплексом, обрабатывает данные и отображает информацию на внешнем 15-ти дюймовом ЖКИ дисплее.

Обмен данных в системе ведется через интерфейс GPIB. Контроллер USB-GPIB, подключенный к промышленному компьютеру через шину USB, обеспечивает двухсторонний высокоскоростной обмен данными с устройствами, находящимися на шине GPIB.

Блок АЦП предназначен для оцифровки аналогового сигнала и управления устройством сопряжения и контроллером. После получения запроса от ПК блок АЦП опрашивает контроллер (находящегося в Преобразователе частоты), затем обеспечивает качание частоты выходного сигнала ЖИГ-генератора в заданном диапазоне по заданному количеству точек и синхронно оцифровывает в каждой точке полученные с предварительного усилителя данные. Затем, по запросу, массив данных из внутренней памяти передается в компьютер.

Устройство сопряжения состоит из усилителя и ЦАП. Усилитель формирует входной аналоговый сигнал для блока АЦП. Управляет ЖИГ генератором с помощью встроенного 16-разрядного ЦАП в соответствии с командами АЦП.

Источник питания предназначен для формирования питающих напряжений для компьютера, блока АЦП и устройства сопряжения.

Контроллер, размещенный в блоке преобразователя, предназначен для преобразования информации о текущей частоте, режиме работы и полосе обзора в цифровой код. Эту информацию он передает по запросу блоку АЦП.

При работе в диапазонах выше 37,5 ГГц промышленный компьютер через КОП управляет внешним преобразователем частоты РЧ5-29, с помощью которого был расширен диапазон частот анализатора спектра до 178,4 ГГц. Работа РЧ5-29 основана на принципе гетеродинного преобразования частоты входного сигнала в диапазон 0,3 - 1,5 ГГц с помощью гармоник гетеродина, работающего в диапазоне частот 25,9 - 37,5 ГГц. Гетеродин выполнен на базе ЖИГ-генератора, синхронизируемого системой ФАПЧ и управляемого микропроцессорным устройством (МПУ). По командам от МПУ рабочая частота гетеродина может перестраиваться с шагом 1 МГц.

Управление режимами работы и выполняемыми функциями прибора может осуществляться как вручную (кнопками устройства ввода-вывода), так и от внешней ЭВМ по линии КОП.

Основным элементом модернизации измерительной системы анализатора спектра явилась разработка специализированного программного обеспечения, включающего в себя: алгоритм автоматического управления всеми функциональными узлами системы, алгоритмы калибровки с использованием встроенных кварцевых генераторов гармоник и внешних опорных источников. Реализована также автоматическая система подпитки внешних смесителей. Данная система совместно с алгоритмами калибровки анализатора спектра позволила обеспечить измерение абсолютного значения уровня гармоник спектра исследуемого сигнала, чего ранее не было в С4-60А.

Модернизированные измерительные приборы С4-60А и РЧ5-29 были объединены в единую измерительную систему для анализа спектра сигнала в диапазоне от 0,01 ГГц до 178,40 ГГц с управлением по протоколу КОП – SA 0,01-178,4. У которой, основная погрешность измерения частоты входного синусоидального сигнала: не более $\pm 5 \cdot 10^{-3} f$, МГц в диапазоне частот от 0,01 до 178,4 ГГц, где f - частота входного синусоидального сигнала. Погрешность установки номинального значения полосы обзора находится в пределах: не более $\pm 1 \%$ для полос обзора от 5 до 2000 МГц; не более $\pm 2 \%$ для полос обзора от 0,05 до 2 МГц.

Экспериментальные исследования анализатора спектра включали в себя измерения уровня собственных шумов анализатора, погрешностей измерения частоты и амплитудных уровней образцовых сигналов, подаваемых на вход анализатора, и показали их уменьшение на порядок.

III. Заключение

Разработанный на базе С4-60А анализатор спектра SA 0,01 – 178,4 ГГц имеет ряд преимуществ и усовершенствований. Он изготовлен на принципиально новой элементной базе, работа его полностью автоматизирована и улучшены метрологические характеристики. Встроенный компьютер позволяет осуществлять цифровое управление анализатором и обработку информации; автоматизированную калибровку; протоколирование результатов измерения и т.д. Связь анализатора спектра с внешними устройствами производится по компьютерным интерфейсам типа RS232, USB, IEEE-1284 (LPT), ETHERNET и КОП.

IV. Литература

- [1] *Анализатор спектра С4-60А. Техническое описание и инструкция по эксплуатации.*
- [2] *Переносчик частоты РЧ5-29. Техническое описание и инструкция по эксплуатации.*
- [3] *Мартынов В. А., Селихов Ю. И. Панорамные приемники и анализаторы спектра. – М.: Сов.радио, 1984.*
- [4] *Харкевич А. А. Спектры и анализ. – М.: Гостехиздат, 1987.*

0.01 – 178.40 GHz WIDEBAND SPECTRUM ANALYZER

Hurlo Y. E., Dzisiak A. B.,
Gusinskiy A. V., Kostrikin A. M.
Belorussian State University
of Informatics and Radioelectronics,
Minsk, 220013, Republic of Belarus
Ph.: +375-17-239-84-96, e-mail: gusin@cit.org.by,
<http://www.mwmlab.com>

Abstract – The main items of upgrade of the spectrum analyzer intended for research of spectrum harmonic radiosignals in the frequencies range of 0.01 - 178.4 GHz, covered by 8 external mixers in 13 sub-bands are presented,

I. Introduction

Millimeter Wave Measurements laboratory BSUIR's field of activity is development of microwave instrumentation, equipment and devices. There is a necessity for research of spectrum complex signals with wideband spectrum analyzer when carrying out different kinds of work.

II. Main Part

As a result of modernization in С4-60А analyzer the low-frequency system of processing and display of measuring information was completely changed to the new digital system including 16-bit high-speed block of analog-to-digital converter, USB-GPIB controller, the interface device, the power source and the industrial personal computer (Fig. 1).

III. Conclusion

SA spectrum analyzer developed on baseline of С4-60А 0.01 – 178.4 GHz has a row of advantages and upgrades. It is manufactured on new element baseline, and fully-automated operated, and metrological characteristics are improved. The built-in computer allows carrying out digital control of the analyzer; digital processing of the information; automated calibration; recording results of measurement and their conservation; essentially simplifies work with schedules of a spectrum; representation of the full information concerning forms of modulated signals. Connection of the spectrum analyzer with external devices is made using computer interfaces such as RS232, USB, IEEE-1284 (LPT), ETHERNET.

ФОРМИРОВАНИЕ КАЛИБРОВОЧНОГО СИГНАЛА КВЧ ДЛЯ ИЗМЕРИТЕЛЯ ФЛУКТУАЦИЙ

Гусинский А. В., Дзисяк А. Б., Ворошень А. В., Свирид М. С.
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь
Тел.: +375-17-239-84-96, e-mail: gusin@cit.org.by

Аннотация – Проведены теоретические и экспериментальные исследования блока калибровки измерителя флуктуаций сигналов КВЧ, использующего модуляционный метод. Определены параметры основных функциональных узлов блока калибровки. Определены условия формирования амплитудной и угловой модуляции входного КВЧ сигнала. Экспериментально исследованы влияния значения частоты модуляции, значения ослабления боковых составляющих и ослабления полного входного сигнала КВЧ на величину формируемого коэффициента амплитудной модуляции или индекса угловой модуляции. Показано, что точность формирования параметров калибровочного КВЧ сигнала, следовательно, и точность калибровки измерителя флуктуаций, определяется точностью измерения значения коэффициента амплитудной модуляции с использованием спектральных методов.

I. Введение

При проведении калибровки измерителя флуктуаций КВЧ диапазона в соответствии с модуляционным методом необходимо определить параметры и условия функционирования блока калибровки. Точность формирования калибровочного КВЧ сигнала, точность определения его параметров спектральными методами, используемые алгоритмы калибровки измерителя флуктуаций определяют метрологические характеристики измерителя в целом. В данной работе проводится исследование условий формирования и параметров калибровочного КВЧ сигнала с амплитудной или угловой модуляцией при использовании разработанного блока калибровки.

II. Основная часть

В испытательной лаборатории аппаратуры и устройств СВЧ БГУИР разработаны измерители флуктуаций сигналов КВЧ [1] и специальные блоки для их калибровки [2]. Структурная схема блока калибровки представлена на рис. 1.

Основными элементами блока калибровки являются балансный амплитудный модулятор и КВЧ фазовращатель. С помощью векторного анализатора цепей VNA 78-118 были определены зависимости комплексного коэффициента передачи балансного модулятора от уровня модулирующего напряжения и комплексного коэффициента передачи фазовращателя от положения механизма перестройки фазы. Из результатов измерения следует, что при уровне модулирующего напряжения равном ± 800 мВ балансный модулятор имеет потери преобразования 12 дБ и величину подавления несущей 46 дБ. Диапазон перестройки фазовращателя позволяет обеспечить управляемый фазовый сдвиг $0-2\pi$, при изменении модуля коэффициента передачи в пределах -3 дБ ... -4.5 дБ.

В разработанном блоке калибровки с помощью фазовращателя устанавливается режим амплитудной или угловой модуляции КВЧ сигнала. С помощью поляризационного аттенюатора устанавливается значение коэффициента амплитудной модуляции или индекса угловой модуляции. Структурная схема измерительной установки показана на рис. 1.

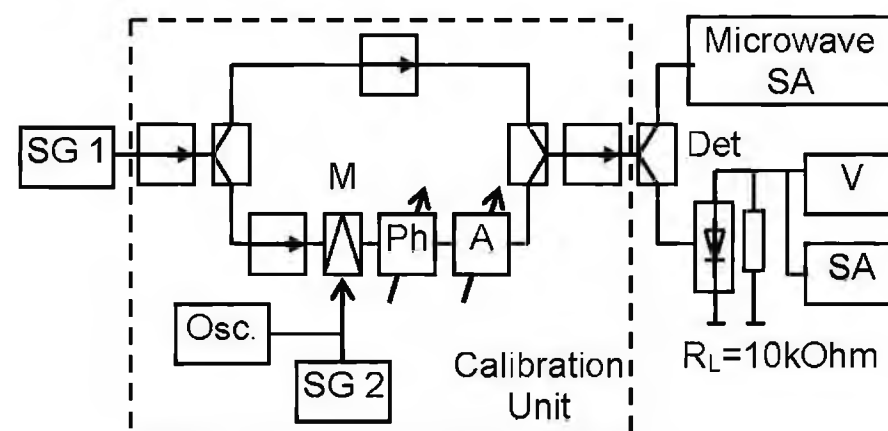


Рис. 1. Схема измерительной установки.

Fig. 1 - Scheme of measuring apparatus

SG1 – microwave signal generator, SG2 – modulation signal generator, Osc. – oscilloscope, M – balanced amplitude modulator, SA – spectrum analyzer, V – voltmeter

На рис. 1: SG1 – генератор КВЧ; SG2 – генератор НЧ; Osc. – осциллограф; M – балансный амплитудный модулятор; Ph – фазовращатель; A – аттенюатор; Calibration Unit – блок калибровки; Microwave SA – анализатор спектра КВЧ; SA – анализатор спектра; V – вольтметр.

С помощью анализатора спектра КВЧ определялось значение коэффициента амплитудной модуляции по следующему выражению

$$m_{\text{КВЧ}} = (U_{\text{БОК, дБ}} - U_{\text{НЕС, дБ}}) + 6, (\text{дБ}), \quad (1)$$

где $(U_{\text{БОК, дБ}} - U_{\text{НЕС, дБ}})$ – измеренная разница между уровнем боковых составляющих и уровнем несущей в дБ.

С помощью вольтметра измерялось значение постоянной составляющей выходного напряжения детектора $U_{\text{=}}$. С помощью анализатора спектра НЧ измерялся уровень переменной составляющей напряжения детектора $U_{\text{~}}$. Значение глубины амплитудной модуляции без учета коэффициента, характеризующего форму характеристики ГД-14, вычислялось по следующему выражению

$$m_{\text{НЧ}} = 20 \log \left(\frac{U_{\text{~}}}{U_{\text{=}}} \right) (\text{дБ}). \quad (2)$$

На рис. 2 приведены результаты измерений напряжений на выходе детектора $U_{\text{=}}$ и $U_{\text{~}}$, коэффициента амплитудной модуляции $m_{\text{КВЧ}}$ и рассчитанный коэффициент $m_{\text{НЧ}}$ в зависимости от вносимого фазового сдвига КВЧ фазовращателя. При этом поляризационный аттенюатор вносил ослабление боковых составляющих спектра 50 дБ.

Из результатов следует, что режим формирования амплитудной модуляции КВЧ сигнала соответствует относительным фазовым сдвигам $\Delta\varphi_{\text{АМ}} = (0, 180, 360, 540)^\circ$. А режим формирования угловой модуляции – $\Delta\varphi_{\text{УМ}} = (90, 270, 450, 630)^\circ$. При амплитудном детекти-

ровании КВЧ сигнала с угловой модуляцией образуется только постоянная составляющая, пропорциональная уровню несущей. Переменные же составляющие напряжения, обусловленные детектированием боковых составляющих спектра, компенсируются на нагрузке.

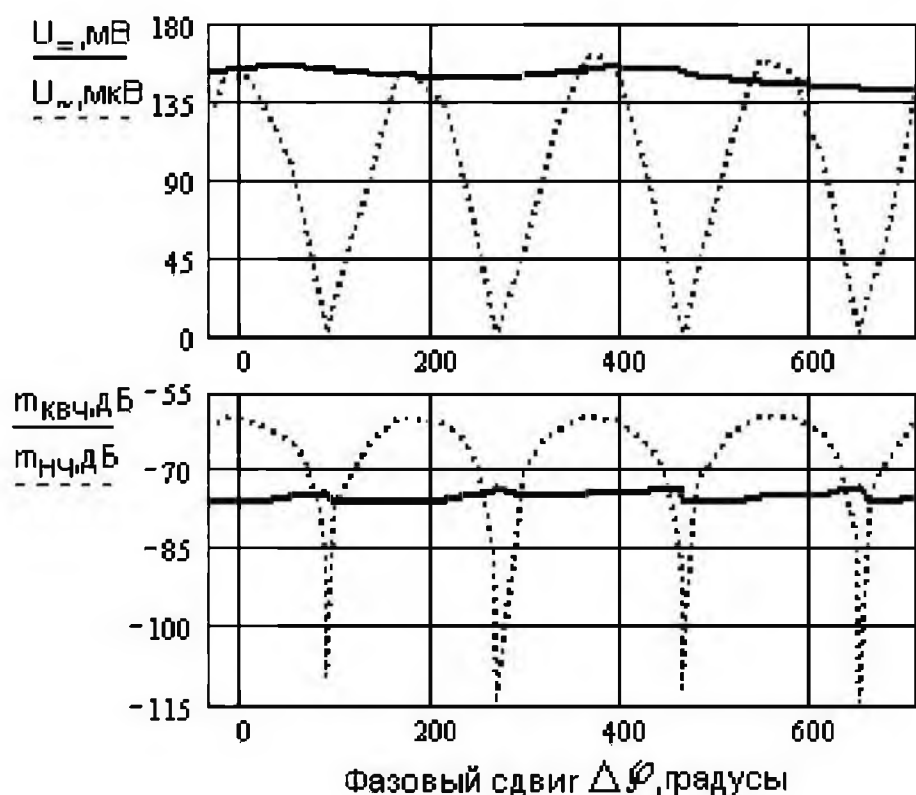


Рис. 2 Экспериментальные результаты
Fig. 2 - Results of experiments

Дополнительно исследовались параметры формируемых модуляций сигнала при изменении значений частоты модуляции, ослабления боковых составляющих спектра и сигнала в целом.

III. Заключение

Из результатов экспериментальных исследований блока калибровки измерителя флуктуаций сигналов КВЧ следует, что, во-первых, для всех значений частот модуляции от 20кГц до 200кГц КВЧ сигнал с АМ формируется при относительных фазовых сдвигах $\Delta\varphi_{AM} = (0, 180, 360, 540)^\circ$. А КВЧ сигнал с угловой модуляцией при $\Delta\varphi_{FM} = (90, 270, 450, 630)^\circ$.

Во-вторых, с помощью поляризационного аттенюатора точно устанавливается необходимое значение коэффициента модуляции. При этом степень подавления амплитудной модуляции в режиме формирования угловой модуляции практически не изменяется и составляет 51дБ.

В третьих, при изменении уровня мощности опорного сигнала КВЧ на входе блока калибровки пропорционально изменяются абсолютные значения уровней гармонических составляющих спектра КВЧ сигнала, но относительные зависимости коэффициента амплитудной модуляции от частоты модулирующего напряжения, положения фазовращателя и аттенюатора КВЧ сохраняются.

В четвертых, точность формирования калибровочного КВЧ сигнала и определение параметров модуляции сигнала определяется точностью измерения анализатора спектра КВЧ.

IV. Список литературы

1. Дзисяк А. Б., Гусинский А. В., Кострикин А. М., Алябьева И. И. «Измеритель амплитудных, частотных и фазовых флуктуаций сигналов в 3-х миллиметровом диапазоне длин волн.», Материалы XI МНТК «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии», Севастополь, Крым, Украина, сентябрь 2001, с. 575-577.
2. Бельский А. Я., Гусинский А. В., Дзисяк А. Б., Кострикин А. М. «Особенности калибровки измерителей флуктуаций миллиметрового диапазона длин волн», Материалы XII Международная научно-техническая конференция «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии», Украина, Крым, Севастополь, сентябрь 2002, с. 532-533.

CALIBRATION SIGNAL FORMATION FOR MICROWAVE NOISE METER

Gusinsky A. V, Dzisiak A. B., Voroshen A. V., Svirid M.S.
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (BSUIR)
P. Brovki str., 6, Minsk, 220013, Belarus
T.: +375-17-239-84-96, E-mail: gusin@cit.org.by

I. Introduction

To carry out microwave noise meter calibration it is necessary to determine parameters and working conditions of a calibration unit. Accuracy of calibration signal formation, used algorithms of calibration determine metrological characteristics of whole microwave noise meter.

II. Main Part

Theoretical and experimental researches of microwave noise meter calibration unit using modulation method are carried out. Parameters of the basic functional devices of calibration unit (balanced amplitude modulator and microwave phase shifter) are determined. The structure scheme of the calibration unit is shown Fig. 1.

Conditions of amplitude and frequency modulation formations for input microwave signal are determined.

Influences of modulation frequency, of modulation components attenuation and of full input signal attenuation on the value of amplitude modulation coefficient and frequency modulation index are experimentally investigated. The scheme of providing measurements is shown on Fig. 1.

Fig. 2 shows main results of experimental researches.

It is shown, that accuracy of calibration microwave signal formation, hence and accuracy of microwave noise meter calibration, is determined by accuracy of amplitude modulation coefficient definition with the help of spectral methods.

III. Conclusion

From experimental results researches of calibration unit follows, that, first, for all values of modulation frequencies (from 20 kHz up to 200 kHz) amplitude modulation is formed at relative phase shifts $\Delta\varphi_{AM} = (0, 180, 360, 540)$ degree. And microwave calibration signal with frequency modulation is formed at $\Delta\varphi_{FM} = (90, 270, 450, 630)$ degree.

Second, with the help of polarizing attenuator it is possible to set needed value of amplitude modulation factor or frequency modulation index. And the deep of AM suppression in mode of FM formation practically does not change and equals 51dB.

Third, the changing of input microwave signal level influences on absolute values of spectral harmonics, but relative dependences on modulation frequency and on phase shift in spectrum are kept.

Fourth, accuracy of microwave calibration signal formation is determined by accuracy of microwave spectrum analyzer measurement.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ ОФИСНЫХ САРД

Лихограй В. Г., Стрельницкий А. Е., Шокало В. М.
Харьковский национальный университет радиотехники
Харьков, 61166, пр. Ленина, 14
тел. +380 (057) 7021430, e-mail: irte@kture.kharkov.ua

Аннотация – Представлены результаты экспериментальных исследований спектральной эффективности офисных САРД.

I. Введение

Для рационального построения офисных сетей с радиодоступом необходимо знать зависимость их производительности от расстояния между точкой доступа и клиентскими адаптерами. Такие данные с помощью теоретических моделей получить трудно, так как влияние помещения, вследствие многолучевого распространения радиоволн, учесть практически невозможно. Выходом с этой ситуации является проведение натурного эксперимента.

II. Основная часть

Цель доклада состоит в изложении результатов экспериментальных исследований зависимости производительности от расстояния для радиолинии САРД, состоящей из двух разнесенных от 0,5 до 20м ноутбуков, оснащенных клиентскими адаптерами (КА) (PC card) фирмы Lucent Technologies типа PC-24E-N-ET. Рабочая частота радиолинии 2,45ГГц.

Эксперимент проводился в помещении размерами 12 x 18 x 5,5м. Помещение в значительной степени заполнено мебелью и СВЧ оборудованием (антенная лаборатория университета), создающим большое количество переотражений. Схема эксперимента приведена на рис.1

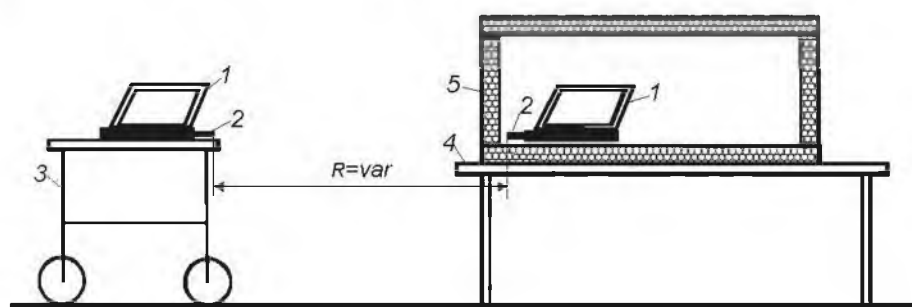


Рис. 1. Схема эксперимента: 1 - ноутбук; 2 – КА, 3 – перемещаемая тележка, 4 – стол, 5 – камера из поглощающего материала.

Fig.1. The scheme of experiment: 1 - notebook; 2 - customer adapter, 3 - moved vehicle, 4 - desktop, 5 - chamber with absorbent insulation

Отличительной особенностью используемых КА является наличие пользовательского интерфейса, позволяющего осуществлять измерение и вывод на экран ПК уровней сигнала и соотношения сигнал/шум (S/N). Производительность радиолинии определялась как отношение пропускной способности C к рабочей полосе B. Отношение C/B часто называют спектральной эффективностью. При известных значениях S/N производительность определялась по формуле Шеннона:

$$C/B = \log_2(1 + S/N) \quad (1)$$

Так как измерения проводились, начиная с малых расстояний, то излучаемая мощность была

избыточной для опытов в ближней зоне. В исследуемых КА регуляторы мощности отсутствуют, в связи с чем эту роль выполнила камера из поглощающего материала.

Пример результатов, полученных за один сеанс измерений, приведен на рис.2.

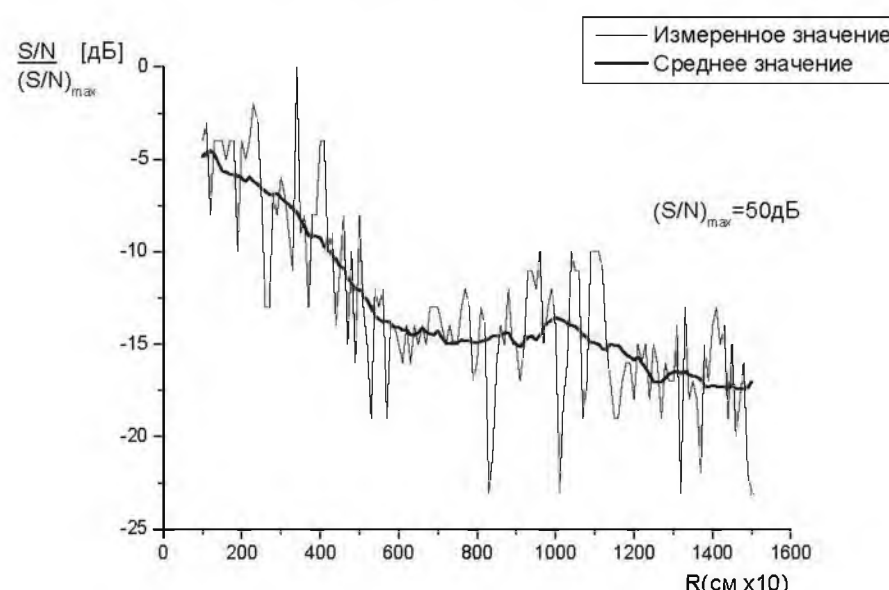


Рис. 2. Отношение S/N=f(R).

Fig. 2. S/N=f(R) ratio

Отсчеты производились через каждые 0,1м при перемещении тележки вдоль радиолинии. Так как длина волны исследуемой радиолинии 12,24см, то переход от точки к точке измерений сопровождался значительными колебаниями отношения S/N (до 15 дБ), что свидетельствует о наличии быстрых замираний на трассе. При перемещении на значительные расстояния происходят изменения средней получаемой энергии относительно уровня быстро меняющихся флуктуаций. Эти изменения (медленные замирания) показаны на рис. 2, в виде плавной кривой. Данный график был получен как результат обработки 10 сеансов измерений кривых, аналогичных приведенной на рис. 2, при вероятности p=0,95 и использовании распределения Стюдента (случай малого количества измерений) [1]. Пересчитанная по (1) спектральная эффективность приведена на рис. 3 (сплошная кривая).

III. Заключение

Полученные данные дают возможность сделать вывод, что на трассе, проходящей в закрытом помещении изменение производительности на частоте 2.45 ГГц происходит по закону $0,96218 \cdot 0,00615 \cdot R + 1,51214 \cdot 10^{-5} \cdot R^2 - 1,75628 \cdot 10^{-8} \cdot R^3 + 9,6896 \cdot 10^{-12} \cdot R^4 - 2,04582 \cdot 10^{-15} \cdot R^5$ (пунктирная кривая на рис. 3). Полученное выражение является эмпирической моделью для расчета производительности САРД при варьировании расстояниями между КА.

IV. Список литературы

- [1] Л. З. Румшиский. «Математическая обработка результатов эксперимента» М., «Наука» 1971г., 192 стр. с илл.

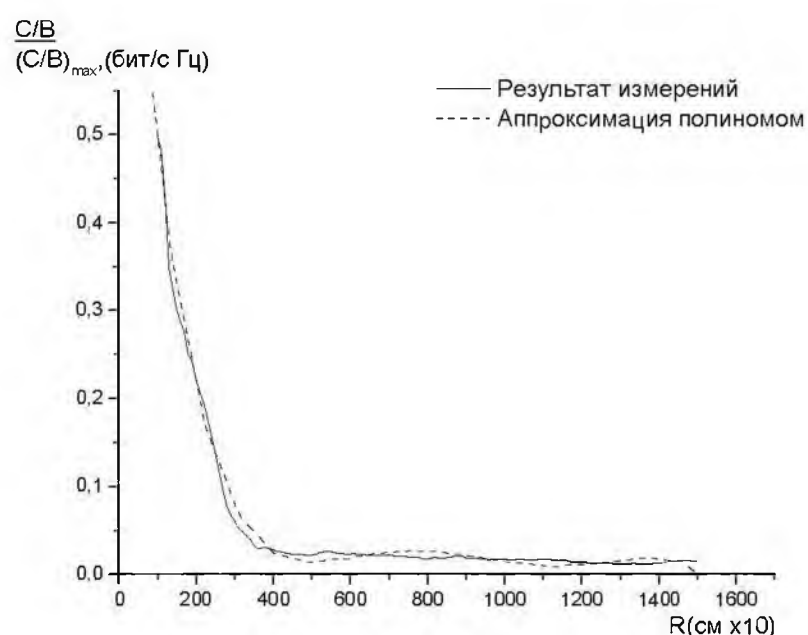


Рис. 3. Отношение $C/B=f(R)$.

Fig. 3. $C/B=f(R)$ ratio

THE EXPERIMENTAL DEFINITION OF SPECTRAL EFFICIENCY FOR OFFICE SRAS

Lyhograi V., Strelnitskiy A., Shokalo V.
The Kharkiv National University of Radio Electronics
Kharkiv, Ukraine
e-mail: tea@kture.kharkov.ua

Abstract – The outcomes of experimental researches of spectral effectiveness the subscriber radio access systems (SRAS) in the office are presented.

I. Introduction

For a rational construction of the office networks with radio access it is necessary to know a dependence of their efficiency from a distance between a point of access and customer adapters (CA). Such data with the help of theoretical models to receive difficulty, as influence of a location to multipath radio propagation to take into account practically it is impossible. An exit from this situation is holding full-scale experiment.

II. Main Result

The purpose of the report consists in an account of results of experimental researches of efficiency dependence from a distance for SRAS radio link, consisting from two diverse from 0,5 up to 20 m of notebooks equipped with CA (PC card) of the Lucent Technologies corporation (type PC-24E-H-ET). Operational frequency of a radio link 2,45 GHz.

The experiment was carried out in a location by sizes 12 x 18 x 5,5m. The location is substantially filled by furniture and UHF equipment (antenna laboratory of university), creating a great many reflections. The scheme of experiment is shown on fig.1

The singularity of used CA is presence of the user interface permitting to realize a measurement and a outcome on a screen PC data of the signal levels and the signal to noise ratio (S/N). The efficiency of a radio link was determined as a ratio of a channel capacity C to a working band B. Ratio C/B frequently name as spectral effectiveness. At known values S/N the spectral efficiency was determined under the formula of the Shannon (1).

As the measurements were spent since small distances, the transmitting power was surplus for experiences in a near-field region. In explored CA the power control misses and it role was executed by the camera from a swallowing material. The example of outcomes obtained for one session of measurements, is reduced on fig.2.

The passage from a point to a point of measurements was attended by considerable oscillations of a ratio S/N (up to 15 dB), that testifies as presence of fast fadings on a line. At transition for considerable distances happen a diminution of an average energy concerning a level of a fast varying fluctuation. These modifications (slow fadings) are shown in a fig. 2, as a smoothly varying curve. The given graph was obtained as an outcome of handling 10 sessions of measurements of curves (similar one in a fig. 2), at probability $p = 0,95$ and use of a Student's distribution (case of a small amount of measurements) [1]. Enumerated on (1) the spectral effectiveness is shown in a fig. 4 (continuous curve).

III. Conclusion

The obtained data enable to make a conclusion, that on a line which is taking place indoors a modification of efficiency on frequency 2.45 GHz happens under the law $0,96218 - 0,00615 \cdot R + 1,51214 \cdot 10^{-5} \cdot R^2 - 1,75628 \cdot 10^{-8} \cdot R^3 + 9,6896 \cdot 10^{-12} \cdot R^4 - 2,04582 \cdot 10^{-15} \cdot R^5$ (dotted curve in a fig. 3). The obtained expression is an empirical model for calculation of efficiency SRAS at a variation by distance between CA.

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ СЛАБЫХ РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ МЕТОДОМ ТРЕХТАКТНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Скрипник Ю. А., Шевченко К. Л., Санников В. Ю.
 Киевский национальный университет технологий и дизайна
 Немировича-Данченко, 2, Киев – 01011, Украина
 Тел.: 38 (044) 2562993; e-mail: autom@i.com.ua

Аннотация – Рассмотрены структура и алгоритм работы измерителя слабых радиоизлучений, позволяющие за счет использования метода трехтактной модуляции обеспечить высокую чувствительность и точность измерений, исключить влияние аддитивной и мультипликативной составляющих погрешности от влияния собственных шумов приемной антенны и нестабильности параметров приемника излучения.

I. Введение

Все объекты живой и неживой природы излучают радиоволны в широком частотном диапазоне. По уровню излучения в диапазоне радиочастот можно оценивать структуру, состав и физико-механические характеристики веществ, исследовать распределение внутренних тепловых полей объектов, полей механических деформаций в строительных объектах и др. В [1] показано, что для оценки состояния биологических объектов наибольшей информативностью обладает электромагнитное излучение верхней части сверхвысокочастотного диапазона (миллиметровые длины волн), которое характеризует физиологические процессы в живых организмах. Собственное радиоизлучение физических и биологических объектов по характеру излучения является широкополосным (шумоподобным), его уровень в этом диапазоне весьма мал и во многих случаях меньше интенсивности собственных шумов приемной аппаратуры.

II. Основная часть

Принимать и измерять такое излучение на фоне малоразличимых по спектру собственных шумов антенны и высокочастотных элементов входного тракта весьма сложно. Поэтому для измерения слабых шумоподобных сигналов на фоне интенсивных аппаратных шумов и помех применяют разные модуляционные методы выделения принимаемого информативного сигнала [2].

В схемах прямого преобразования [3] на вход приемника поочередно с низкой частотой подают принятый антенной СВЧ сигнал и шумовой сигнал от эквивалентной антенне нагрузки. В случае присутствия информативного сигнала на выходе антенны в схеме приемника выделяется разностный сигнал в виде напряжения низкой частоты, которое преобразуется в постоянное напряжение, пропорциональное уровню излучения, принимаемого антенной. Однако, паразитная низкочастотная модуляция собственных шумов приемника от переключения СВЧ сигналов антенны и ее эквивалента, а так же нестабильность коэффициента усиления приемника вызывают возникновение аддитивных и мультипликативных составляющих погрешности, снижающих точность измерений.

В схемах уравнивающего преобразования [4] сигнал с выхода антенны периодически сравнивают с эталонным шумом, и их разность преобразуют в модуляционном приемнике в переменное, а затем и постоянное напряжение. Сигнал эталонного шума с помощью регулируемого аттенюатора изме-

няют до достижения нулевого значения напряжения на выходе модуляционного приемника, и по уровню эталонного шума на выходе аттенюатора определяют уровень принимаемого излучения. Методы, подобные описанному, потенциально обладают высокой точностью как из за отсутствия влияния нестабильности параметров приемника, так и возможности узкополосного усиления напряжения частоты модуляции. Однако вследствие неизбежного неравенства полных сопротивлений антенны и источника эталонного шума возникают погрешности, которые трудно компенсировать, например, погрешность, обусловленная влиянием собственных шумов антенны. Это снижает теоретически высокую точность нулевого модуляционного метода и ограничивает нижний предел измерений.

Основной целью, которую ставили перед собой авторы в представленной работе, является минимизация составляющих погрешности от влияния собственных шумов антенны и приемника, а так же флуктуационной нестабильности функции преобразования приемника методом трехтактной модуляции.

Для достижения поставленной цели авторами разработана показанная на рис.1 функциональная схема измерителя шумового радиоизлучения [5] и предложен алгоритм ее работы с использованием микро-ЭВМ.

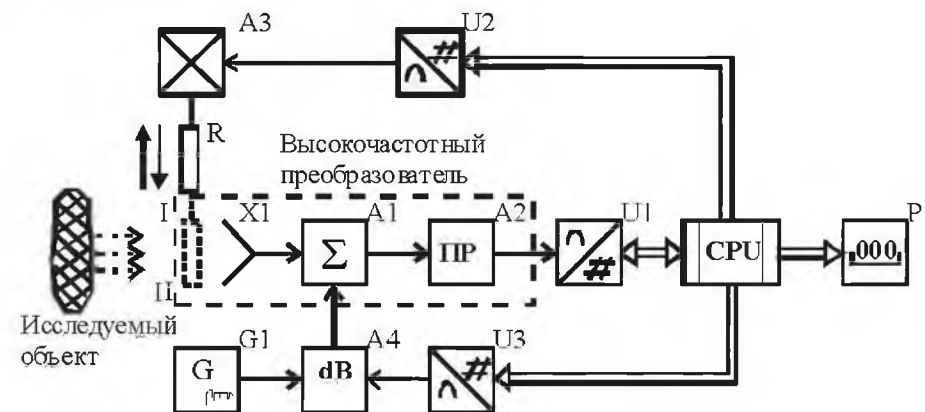


Рис. 1. Функциональная схема измерителя слабых радиоизлучений.

Fig. 1. Function chart of weak radio emissions measuring equipment

Излучение от исследуемого объекта принимается антенной X1. Принимаемый широкополосный сигнал и собственные шумы антенны между собой не коррелированы, поэтому дисперсию выходного сигнала антенны можно представить в виде суммы дисперсий:

$$\bar{U}_A^2 = \bar{U}_X^2 + \bar{U}_{Ш1}^2, \quad (1)$$

где \bar{U}_A^2 - дисперсия выходного сигнала антенны;

\bar{U}_X^2 - дисперсия принимаемого радиоизлучения;

$\bar{U}_{Ш1}^2$ - дисперсия собственных шумов антенны.

Функция преобразования приемника A2 имеет линейный характер, однако с течением времени из за флуктуационной нестабильности параметров элементов изменяется чувствительность приемника,

а непостоянство уровня собственных шумов приводит к смещению нуля. С учетом этого выходное напряжение U_1 радиометрического приемника А2 представим в виде

$$U_1 = S(1 + \gamma)(\bar{U}_X^2 + \bar{U}_{ш1}^2 + \bar{U}_{ш2}^2) + \Delta U, \quad (2)$$

где S - номинальная крутизна преобразования приёмника; $\gamma = \frac{\Delta S}{S}$ - относительная погрешность от изменения чувствительности (мультипликативная погрешность); $\bar{U}_{ш2}^2$ - дисперсия входных шумов приёмника; ΔU - абсолютная погрешность от смещения нуля (аддитивная погрешность).

Напряжение U_1 преобразуется в код аналого-цифровым преобразователем U1 и вводится в память микро-ЭВМ.

Во втором такте модуляции вход антенны закрывают радиопрозрачной пластиной R, перемещая ее в положение II приводным механизмом А3, который управляется микро-ЭВМ через ЦАП U2. Радиопрозрачная пластина R имеет коэффициент пропускания p , близкий к единице ($p = 0,8...0,9$). В результате ослабления принимаемого радиоизлучения на входе антенны выходное напряжение приёмника изменяется до значения:

$$U_2 = S(1 + \gamma)(p\bar{U}_X^2 + \bar{U}_{ш1}^2 + \bar{U}_{ш2}^2) + \Delta U. \quad (3)$$

Уменьшенное напряжение U_2 преобразуют в код и вводят в память микро-ЭВМ.

В третьем такте модуляции радиопрозрачную пластину R возвращают в положение I. К принимаемому радиоизлучению с дисперсией \bar{U}_X^2 добавляют в сумматоре А1 шумовое излучение от генератора G1 эталонного шума, регулируемое аттенюатором А4. Выходное напряжение приёмника А2 возрастает при этом до значения:

$$U_3 = S(1 + \gamma)(\bar{U}_X^2 + \bar{U}_Э^2 + \bar{U}_{ш1}^2 + \bar{U}_{ш2}^2) + \Delta U, \quad (4)$$

где $\bar{U}_Э^2$ - дисперсия эталонного шума на выходе аттенюатора А4.

Значение $\bar{U}_Э^2$ выбирают равным $(0,1...0,2)\bar{U}_X^2$. Для этого микро-ЭВМ по результату измерения первого напряжения U_1 вырабатывает код, который с помощью аттенюатора А4 и ЦАП U3 устанавливает требуемый уровень эталонного шума. Полученное напряжение U_3 преобразуют в код и запоминают в памяти микро-ЭВМ.

В микро-ЭВМ по результатам измерений в первом и втором тактах вычисляется первая разность:

$$U_1 - U_2 = S(1 + \gamma)(1 - p)\bar{U}_X^2. \quad (5)$$

По результатам измерений в третьем и первом тактах модуляции вычисляется вторая разность:

$$U_3 - U_1 = S(1 + \gamma)\bar{U}_Э^2. \quad (6)$$

Далее вычисляется отношение первой (5) и второй (6) разностей:

$$\frac{U_1 - U_2}{U_3 - U_1} = \frac{1 - p}{\bar{U}_Э^2} \bar{U}_X^2. \quad (7)$$

Из соотношения (7) получают окончательный результат измерения дисперсии принятого излучения:

$$\bar{U}_X^2 = \frac{U_1 - U_2}{U_3 - U_1} \frac{\bar{U}_Э^2}{1 - p}. \quad (8)$$

Из полученного выражения (8) видно, что результат вычислений не зависит от собственных шумов антенны и приёмника, от мультипликативной и аддитивной составляющих погрешности этого приёмника. Это позволяет повысить точность измерения интенсивности слабых радиоизлучений и расширить диапазон измерений в область слабых интенсивностей, значительно меньших уровня собственных шумов антенны и приёмника.

Однако в процессе измерений коэффициент пропускания p радиопрозрачной пластины может изменяться под воздействием температуры, влажности, степени загрязнения поверхности и других факторов. Изменение его значения, как видно из выражения (8), оказывает непосредственное влияние на результат измерения. Поэтому при непостоянстве условий измерения точность может оказаться невысокой.

Для таких случаев авторами разработано измерительное устройство с иным построением высокочастотного преобразователя, как показано на рис. 2. Его особенностями является использование трехплечего циркулятора А1 вместо сумматора и использование полупрозрачного экрана вместо радиопрозрачной пластины. Процесс измерения так же осуществляется в три такта модуляции.

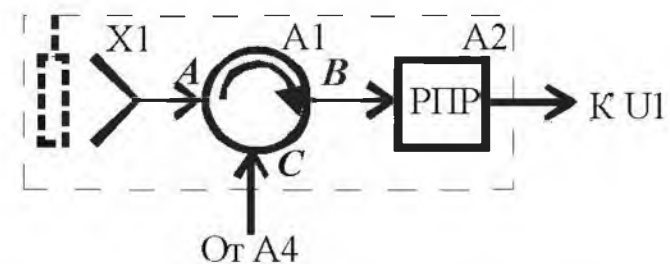


Рис. 2. Высокочастотный преобразователь с разделением падающего и отраженного эталонного излучения.

Fig. 2. High-frequency converter with a separation of incident and reflected reference emissions

В первом такте модуляции сигнал от антенны X1 проходит через плечо А-В циркулятора и так же поступает на вход приёмника. Выходное напряжение U_1 приёмника в этом случае совпадает с выражением (2).

Результат измерения выходного напряжения U_2 приёмника во втором такте модуляции, когда полупрозрачный экран R закрывает антенну, так же может быть описан выражением (3).

В третьем такте по сигналу с микро-ЭВМ открывается управляемый аттенюатор А4, в результате чего на вход С циркулятора А1 поступает шумовой сигнал с генератора G1. Через плечо циркулятора С-А шумовой сигнал поступает на антенну и излучается ею через полупрозрачный экран R. Коэффициент пропускания полупрозрачного экрана выбирают примерно равным его коэффициенту отражения. Поэтому часть сигнала проходит через полупрозрачный экран и рассеивается в окружающем пространстве, а часть отражается, вновь принимается антенной X1 и через плечо А-В циркулятора поступает на вход приёмника.

В результате суммирования отраженного шумового сигнала с ослабленным принимаемым радиоизлучением на выходе приёмника А2 получаем возросшее напряжение

$$U'_3 = S(1 + \gamma)(p\bar{U}_X^2 + r\bar{U}_Э^2 + \bar{U}_{ш1}^2 + \bar{U}_{ш2}^2) + \Delta U, \quad (9)$$

где r - коэффициент отражения по мощности (по терминологии, принятой в технике СВЧ $r = |\Gamma|^2$, Γ - коэффициент отражения).

Далее, как и в предыдущем случае вычисляется разность результатов измерений в первом и втором тактах модуляции, описываемая выражением (5).

Вторая разность, определяемая результатами измерений в третьем и первом тактах модуляции, будет отличаться от предыдущего случая:

$$U'_3 - U_1 = S(1 + \gamma)r\bar{U}_\vartheta^2. \quad (10)$$

Для полупрозрачного экрана с малыми потерями справедливо соотношение

$$r = 1 - p. \quad (11)$$

После вычисления отношения первой и второй разностей с учетом соотношения (11) получим:

$$\frac{U_1 - U_2}{U'_3 - U_1} = \frac{1 - p}{r} \frac{\bar{U}_X^2}{\bar{U}_\vartheta^2} = \frac{\bar{U}_X^2}{\bar{U}_\vartheta^2}. \quad (12)$$

Из выражения (12) получаем окончательный результат измерения дисперсии выходного сигнала:

$$\bar{U}_X^2 = \frac{U_1 - U_2}{U'_3 - U_2} \bar{U}_\vartheta^2. \quad (13)$$

Из полученного выражения (13) видно, что результат вычислений не зависит не только от мультипликативной и аддитивной составляющих погрешности приемника, но и от непостоянства радиофизических параметров полупрозрачного экрана (коэффициента пропускания p и коэффициента отражения r). Это позволяет обеспечить высокую точность измерения слабых радиоизлучений при сниженных требованиях к стабильности геометрических размеров и электрофизическим свойствам материала экрана.

III. Заключение

В отличие от двухтактной модуляции (антенна - эквивалент) предложенная трехтактная модуляция (антенна - ослабление входного сигнала - добавление эталонного шума) позволяет не только исключить аддитивную и мультипликативную составляющие погрешности, но и отказаться от многодекадных СВЧ аттенюаторов, обеспечивающих высокую точность уравнивания сравниваемых сигналов.

Исследования показали, что изменение коэффициента пропускания экрана из радиокерамики на 15...20% от изменения температуры и других влияющих факторов вызывает относительную погрешность в определении дисперсии исследуемого радиоизлучения не более чем $\pm 0,5\%$.

IV. Список литературы

- [1] Ситько С.П., Скрипник Ю.О., Яненко А.Ф. Экспериментальное исследование излучения некоторых объектов в мм-диапазоне. - Физика живого, 1988, т.6, №1.
- [2] The development of methods of the superweak intensity radiations measurement from physical and biological objects. Proceeding 10-th IMEKO TC7 International Symposium on Advances Measurement Science. Saint-Petersburg, Russia, June 30 - July 2, 2004. Vol. 2, p. 311-315.
- [3] Есепкина Н.А., Корольков Д.В., Парийский Ю.Н. Радиотелескопы и радиометры. - М.: "Наука", 1972 - С. 258 - 260.
- [4] Скрипник Ю.О., Манойлов В.П., Яненко О.П. Модуляційні радіометричні пристрої та системи НВЧ діапазону - Житомир: ЖІТІ, 2001, С. 194-198.
- [5] Скрипник Ю.О., Шевченко К.Л., Скрипник І.Ю., Куценко В.П. Спосіб вимірювання слабких радіовипромінювань. Патент України № 70229. Бюл. № 9, 15.09.2004 р.

A THREE-CYCLE MODULATION METHOD TO INCREASE THE ACCURACY OF WEAK RADIO EMISSIONS MEASUREMENTS

Skripnik Yu., Shevchenko K., Sannikov V.
Kyiv National University of Technologies and Design
2 Nemirovicha-Danchenko St., Kyiv, Ukraine, 01011
phone: +380 (44) 2562993, e-mail: autom@j.com.ua

Abstract - Considered in this paper are the structure and operative algorithm of a weak-emissions meter that enable high measurement sensitivity and accuracy, elimination of the influence of additive and multiplicative error components from the influence of the receiving antenna self-noise and parameter instability of the emission-measuring equipment.

I. Introduction

Radiation levels in the RF band may be used to assess structure and physicochemical properties of matter, investigate the distribution of thermal fields inside objects, mechanical strain fields in buildings, etc.

Radio self-emission of physical and biological objects is broadband by nature, although its level within this range is insignificant and in many cases is smaller than intrinsic noise of the receiver equipment.

II. Main Part

In order to measure weak noise-like signals against intensive hardware noise and interference, various modulation techniques are applied to extract the received information signal.

In direct conversion circuits [2], a microwave signal received by the antenna and a noise signal from the antenna equivalent load are fed at the receiver input in turn with a low frequency. If an information signal is present at the antenna output, the receiver circuit generates a differential signal in the form of a low-frequency voltage which is transformed into a dc voltage in proportion to emission levels received by the antenna.

However, parasitic low-frequency modulation of the receiver self-noise due to the switching of antenna and equivalent load microwave signals, as well as instable receiver gain result in the occurrence of additive and multiplicative error components, which affects the accuracy of measurements.

In balancing conversion circuits [3], the signal at the antenna output is periodically compared with a reference noise, following which their difference is converted into an ac and then dc voltages by the modulation receiver. An adjustable attenuator is used to bring the reference noise signal down to zero voltage value at the modulation receiver output, while the reference noise level at the attenuator output is used to gauge the level of the received emission.

Techniques similar to those described above potentially offer high accuracy due both to the absence of influence caused by instabilities in the receiver parameters and in view of a possible narrow-band amplification of the modulation frequency voltage. However, because of the inevitable disparity between the impedances of the antenna and the reference noise source, errors emerge that are hard to compensate. This reduces a theoretical high accuracy of the zero modulation technique and limits lower-range values.

The main purpose of this work was to minimize error components from the influence of the antenna and receiver intrinsic noises, as well as from the fluctuating instability of the receiver conversion function using a three-cycle modulation technique.

Fig. 1 shows a function chart of the noise radio-frequency emission measuring instrument that has been developed to attain these ends; a microcomputer-based algorithm of its operation has been suggested.

III. Conclusion

As distinct from duple modulation (antenna - equivalent), the suggested three-cycle modulation (antenna - input signal attenuation - reference noise addition) allows not only for the additive and multiplicative component errors to be eliminated, but also to eliminate multidecade microwaves attenuators that provide high-accuracy equalization of compared signals.

ВЛИЯНИЕ КАЧЕСТВА ПОГЛОЩАЮЩЕЙ НАГРУЗКИ ГТЕМ ЯЧЕЙКИ НА ТОЧНОСТЬ РАДИОЧАСТОТНЫХ РАДИАЦИОННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

Прокопенко Ю. В., Поплавко Ю. М., Шевчук А. М., Бахтина Н.
 Национальный технический университет Украины «КПИ»

пр.Победы, 37, Киев - 03056, Украина

Тел: +380(44) 4549068; e-mail: prok@phmbe.ntu-kpi.kiev.ua

Ким Ян Дэ

Tescom Co. Ltd.

Кюнгидо, Ильпсан, Юнитеквил, 927, Ю. Корея

Тел: + 82(31) 9051316; e-mail: ydkim@tescom.org

Аннотация – Рассмотрено влияние неидеальности поглощающей нагрузки ГТЕМ ячейки на точность радиочастотных радиационных измерений. Предложена калибровочная процедура, позволяющая учесть отражение электромагнитных волн от поглотителя, что позволяет значительно повысить точность измерений.

I. Введение

В последнее время сильно возрос интерес к использованию ГТЕМ (Gigahertz Transverse Electromagnetic Mode) ячеек для радиочастотных радиационных измерений. Такие измерения хорошо коррелируются с известными методиками в безэховых камерах и на тестовых стендах в открытом пространстве [1], [2], однако гораздо экономичнее, более воспроизводимые, что представляет значительный интерес для применения их для тестирования при массовом производстве, особенно средств мобильной связи. Поэтому повышение точности измерений в ГТЕМ ячейках и их воспроизводимости является важной актуальной задачей.

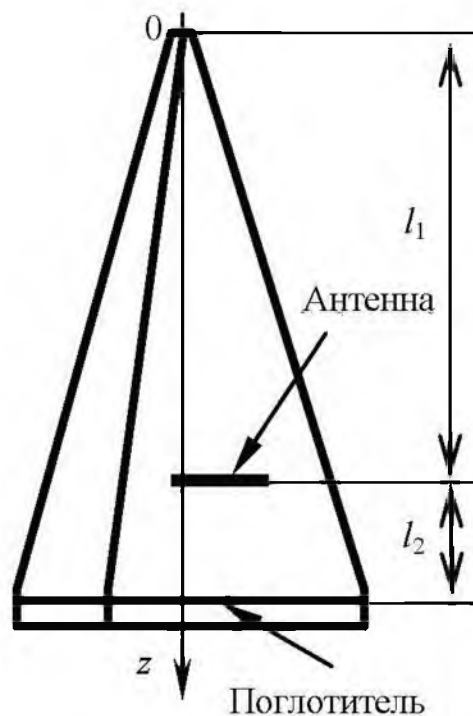


Рис. 1. Антенна в ГТЕМ ячейке

Конструкция ГТЕМ ячейки предполагает использование поглотителя для подавления отражений от донной части ячейки (рис. 1). Однако, из-за неидеальности поглощающего покрытия возникает отражение электромагнитной волны от дна ячейки, что приводит к возникновению стоячей волны. В результате, возникает зависимость результатов измерений не только от места расположения антенны вдоль направления распространения электромагнитной волны, но

и от частоты [3]. В докладе предложен метод учета отражений электромагнитной волны от дна ГТЕМ ячейки для повышения точности и воспроизводимости радиационных измерений.

II. Основная часть

Для учета влияния отражения электромагнитной волны от дна ГТЕМ ячейки использованы два подхода: электродинамический и матричный. При использовании электродинамического подхода, показано, что в одномодовом приближении, амплитуда электромагнитной волны, распространяющаяся от

антенны к выходу ГТЕМ ячейки может быть рассчитана по формуле:

$$A = \frac{\int_{V_A} \vec{J}_A \cdot \vec{E}_\perp dV}{N} \left(1 + \frac{Z_t - Z_0}{Z_t + Z_0} e^{-j2\beta_z l_2} \right) e^{-j\beta_z l_1} - \frac{\int_{S_A} (\vec{E}_A \times \vec{H}_\perp) \vec{n} dS}{N} \left(1 - \frac{Z_t - Z_0}{Z_t + Z_0} e^{-j2\beta_z l_2} \right) e^{-j\beta_z l_1} \quad (1)$$

где вектор \vec{J}_A описывает распределение плотности тока антенны, \vec{E}_A - описывает распределение напряженности электрического тока на апертуре антенны, V_A, S_A - объем и площадь апертуры антенны, функции \vec{E}_\perp и \vec{H}_\perp описывают собственное электромагнитное поле в поперечном сечении ячейки [4], $N = \int_S \vec{E}_\perp \times \vec{H}_\perp \cdot \vec{e}_z dS$, S - площадь ячейки в месте

расположения антенны, β_z - постоянная распространения электромагнитной волны, Z_0 - характеристическое сопротивление ГТЕМ ячейки, Z_t - входное сопротивление поглощающей нагрузки.

Если размеры антенны настолько малы, что она незначительно возмущает собственное электромагнитное поле ячейки, либо в случае слабой связи антенны с ячейкой, уравнение (1) существенно упрощается:

$$A = \frac{\vec{E}_{\perp A} \cdot \vec{M}_m}{N} \left(1 + \frac{Z_t - Z_0}{Z_t + Z_0} e^{-j2\beta_z l_2} \right) e^{-j\beta_z l_1} - \frac{\vec{H}_{\perp A} \cdot \vec{M}_e}{N} \left(1 - \frac{Z_t - Z_0}{Z_t + Z_0} e^{-j2\beta_z l_2} \right) e^{-j\beta_z l_1} \quad (2)$$

где $\vec{M}_m = \int_{V_A} \vec{J}_A dV$ - эквивалентный магнитный дипольный момент антенны,

$\vec{M}_e = \int_{S_A} \vec{E}_A \times \vec{n} dS$ - эквивалентный электрический дипольный момент антенны,

$\vec{E}_{\perp A}, \vec{H}_{\perp A}$ - собственные электрическое и магнитное поля ячейки в месте расположения антенны.

Таким образом, для учета влияния отражения от дна ГТЕМ ячейки на результаты измерений необходимы знания о свойствах антенны, собственном электромагнитном поле ячейки [4] и входном сопротивлении поглощающей нагрузки. Последнее может быть легко рассчитано по измеренному входному сопротивлению ГТЕМ ячейки Z_{in} :

$$Z_t = Z_0 \frac{iZ_0 \tan \beta_z (l_1 + l_2) - Z_{in}}{iZ_{in} \tan \beta_z (l_1 + l_2) - Z_0}$$

При использовании матричного подхода система антенна - GTEM ячейка представляется в виде четырехполюсника, в котором одним входом является вход антенны, а другим - вход ячейки. Если антенна незначительно возмущает собственное поле ячейки, то вышеуказанный четырехполюсник может быть представлен в виде каскадного соединения двух четырехполюсников соединенных в плоскости расположения антенны. Первый четырехполюсник, описываемый матрицей рассеяния S^T , отражает процессы распространения электромагнитной волны в GTEM ячейке, включая процессы отражения от поглощающей нагрузки, а другой, описываемый матрицей рассеяния S^A , отражает связь антенны с полем ячейки. Можно показать, что матрица S^T может быть рассчитана как:

$$S^T = \frac{1}{D_s} \begin{bmatrix} -(Z_0 + Z_t)e^{-2i\beta l_1} + & 2 \left((Z_0 + Z_t) + \right. \\ + (Z_0 - Z_t)e^{-2i\beta(l_1+l_2)} & \left. + (Z_0 - Z_t)e^{-2i\beta l_2} \right) e^{-i\beta l_1} \\ 2 \left((Z_0 + Z_t) + \right. & - (Z_0 + Z_t) + \\ + (Z_0 - Z_t)e^{-2i\beta l_2} & \left. + (Z_0 - Z_t)e^{-2i\beta l_2} \right) e^{-i\beta l_1} & \end{bmatrix}$$

где

$$D_s = 3(Z_0 + Z_t) + (Z_0 - Z_t)e^{-2i\beta l_2}$$

Differences of $|S_{21}|$ in dB

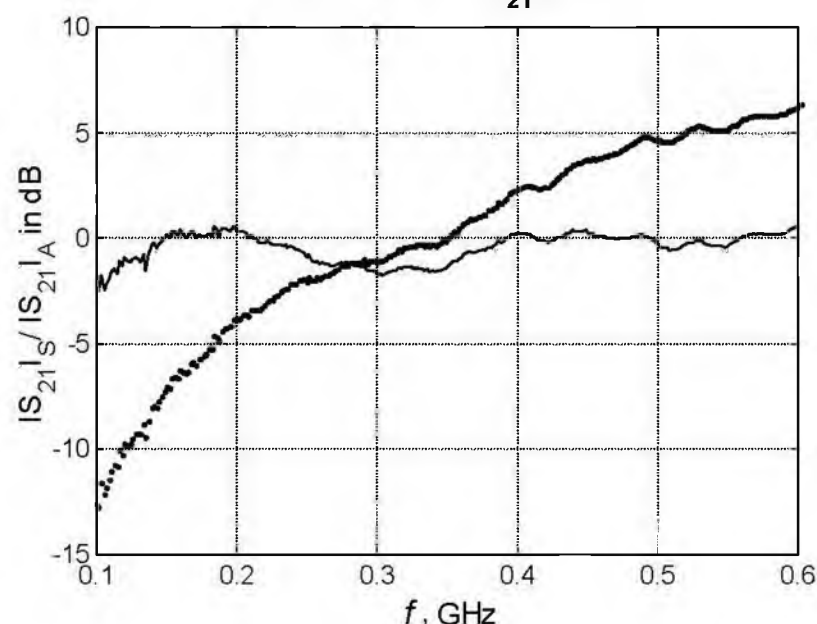


Рис. 2. Измеренные коэффициенты передачи от вибраторной антенны до выхода GTEM ячеек с различным входным сопротивлением дна ячейки

Калибровочная процедура состоит в измерении матрицы рассеяния системы антенна - GTEM ячейка, расчета из нее матрицы S^A и пересчета измеренной матрицы рассеяния для идеального поглотителя, т.е. при условии, что $Z_t = Z_0$. Указанная процедура была опробована для целого ряда вибраторных и витковых антенн, расположенных в различных точках GTEM ячеек с различными свойствами поглощающих нагрузок. Во всех случаях получено хорошее согласование калиброванных результатов измерений. В качестве примера, на рис.2. показана разница измеренных коэффициентов передачи от вибраторной антенны до выхода GTEM ячеек с различным входным сопротивлением дна ячейки. Максимальное отклонение некалиброванных измерений составляет около 20 dB, а расхождение между калиброванными измерениями не превышает 1 dB.

III. Заключение

Таким образом, предложены методы учета отражения от поглощающей нагрузки GTEM ячейки на точность измерений радиационных измерений. Разработана калибровочная процедура, позволяющая существенно повысить точность измерений. Предложенные методики справедливы только для антенн, несущественно возмущающих собственные поля GTEM ячейки. Однако данное ограничение приемлемо для большинства практических применений.

IV. Список литературы

- [1] S. Clay. Improving the Correlation between OATS, RF An-echoic Room and GTEM Radiated Emissions Measurements for Directional Radiators at Frequencies between approximately 150 MHz and 10 GHz. *IEEE 1998 Electromagnetic Compatibility Symposium Record*, Vol. 2, IEEE, Piscataway, NJ, 1998. pp. 1119-1124
- [2] Soo-hyung Kim, Jung-young Nam, Hynn-goo Jeon, and Sung-kook Lee, "A Correlation Between the Results of the Radiated Emission Measurements in GTEM and OATS," *IEEE 1998 Electromagnetic Compatibility Symposium Record*, Vol. 2, IEEE, Piscataway, NJ, 1998. pp. 1105-1109
- [3] R. De Leo, L. Pierantoni, T. Rozzi, L. Zapelli. Wideband analytical model of the GTEM cell termination. Proceedings of the 11th International Zurich Symposium and Technical Exhibition on Electromagnetic Compatibility, March 1995, pp. 607-612.
- [4] Y. D. Kim, Y. V. Prokopenko and Y. M. Poplavko. TEM Cell Electromagnetic Field Simulation. Proceedings of the 9th International Crimean Microwave conference "Microwave and Telecommunication Technology". 1999, pp.40-43.

INFLUENCE OF ABSORBER TERMINATION QUALITY IN THE GTEM CELL ON THE RF RADIATION MEASUREMENT

Prokopenko Y. V., Poplavko Y. M.,
Shevchuk A. M., Bahtina N.,
National Technical University of Ukraine
37, Peremogi Ave., Kyiv - 03056, Ukraine
Phone: +380(44)-4549068;
e-mail: prok@phmbe.ntu-kpi.kiev.ua
Kim Young Dae
Tescom Co.Ltd.

#927, Unitechvil, Baeksok, Ilsan, Kyunggi-do, S. Korea
Phone: + 82(31)-9051316; e-mail: ydkim@tescom.org

Abstract – The calibration technique for the RF radiation measurement in GTEM cell is elaborated. The technique takes into account real reflection from non-ideal absorber termination of the GTEM cell and gives an opportunity to improve measurement accuracy.

I. Introduction

Due to faultiness of the absorber there exists a reflection of electromagnetic wave from termination of the GTEM cell. It leads to appearance of standing wave phenomena and as a result to nonuniformity of electromagnetic field along the direction of wave propagation.

II. Main Part

The main idea of the calibration procedure is recalculation of measurement data to the case of an ideal absorber. This recalculation predicts what data we would measure if absorber would be ideal.

III. Conclusion

The given method allows to take into account influence of faultiness of the absorber termination of the GTEM cell and to reduce uncertainty of antenna measurement.

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ РАЗНОСТИ ЧАСТОТ СВЧ РЕЗОНАНСНЫХ ДАТЧИКОВ

Скрипник Ю. А., Шевченко К. Л., Горкун В. В.
 Киевский национальный университет технологий и дизайна
 Немировича-Данченко, 2, Киев – 01011, Украина
 Тел.: 38 (044) 2562993; e-mail: autom@i.com.ua

Аннотация – Рассмотрена возможность повышения точности измерения малых частотных расстройок низкодобротных резонансных датчиков, предложена функциональная схема измерителя и описан алгоритм ее работы.

I. Введение

СВЧ резонансные датчики находят широкое применение при контроле состава и свойств различных материалов. Примерами могут служить измерение влажности капиллярно-пористых материалов [1], контроль диэлектрических, полупроводниковых и металлических объектов [2]. Часто резонаторные преобразователи строятся по двухканальной схеме с использованием двух резонансных датчиков - опорного и измерительного. Результат измерения оценивают по смещению резонансной частоты измерительного резонатора, взаимодействующего с исследуемым материалом. Проблема обеспечения высокой точности состоит в том, что измерительный резонатор имеет низкую добротность и соответственно пологую резонансную характеристику.

II. Основная часть

Один из путей повышения точности измерения частотных расстроек резонансных датчиков представлен в настоящей работе. На рис. 1 показана разработанная авторами функциональная схема, позволяющая за счет использования двухтактного измерительного цикла повысить точность измерения.

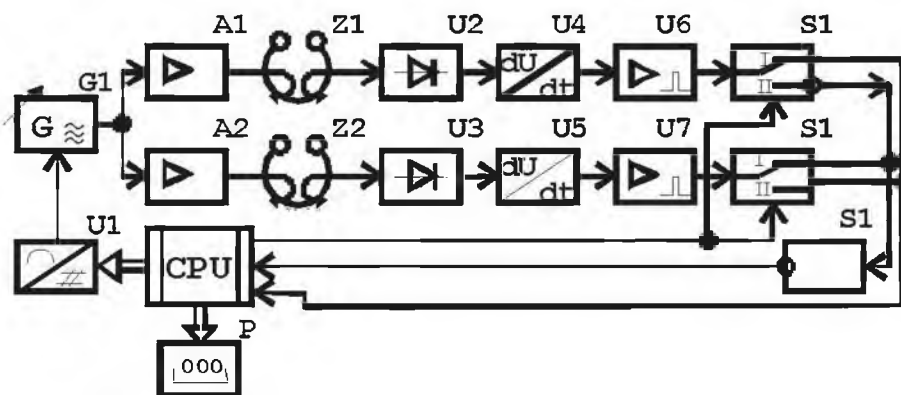


Рис. 1. Функциональная схема измерителя частотных расстроек.

Fig. 1. Function chart of a frequency detuning measuring device

Микроконтроллер из тактовых импульсов формирует импульсный сигнал частотой F_p , который поступает на ЦАП U1. На выходе ЦАП при этом циклически формируется ступенчато изменяющееся напряжение. При использовании ЦАП высокой разрядности изменение напряжения в каждом цикле можно считать линейным. Напряжение с выхода ЦАП U1 поступает на частото задающий элемент управляемого СВЧ генератора G1. При этом выходная частота генератора линейно изменяется от f_{min} до f_{max} . Через развязывающие усилители A1 и A2 СВЧ напряжение изменяющейся частоты поступает на опорный Z1 и измерительный Z2 резонаторы.

При попадании частоты колебаний в полосу пропускания резонаторов, на выходах амплитудных детекторов U2 и U3 выделяются видеоимпульсы U_1 и U_2 , повторяющие форму резонансных кривых резонаторов. Огибающие резонансных кривых поступают на блоки дифференцирования U4 и U5. На их выходах из напряжений огибающих формируются знакопеременные напряжения с двумя экстремумами. Экстремальные точки полученных напряжений соответствуют точкам наибольшей крутизны резонансных кривых, а точки перехода через 0 – экстремумам огибающих. В усилителях-формирователях U6 и U7 в моменты времени, соответствующие экстремальным точкам продифференцированных напряжений формируются положительные и отрицательные короткие импульсы.

В [3] показано, что значения частот положительного f_{H+} и отрицательного f_{H-} экстремумов продифференцированной огибающей измерительного резонатора составляют

$$f_{H+} = f_H \left(1 - \frac{1}{2Q_H \sqrt{3}} \right), \quad (1)$$

$$f_{H-} = f_H \left(1 + \frac{1}{2Q_H \sqrt{3}} \right), \quad (2)$$

где f_H - резонансная частота измерительного резонатора; Q_H - добротность измерительного резонатора.

Соответственно для опорного резонатора

$$f_{O+} = f_O \left(1 - \frac{1}{2Q_O \sqrt{3}} \right), \quad (3)$$

$$f_{O-} = f_O \left(1 + \frac{1}{2Q_O \sqrt{3}} \right). \quad (4)$$

Короткие импульсы с формирователей поступают на входы управляемых микроконтроллером переключателей S1 и S2.

Сигналы с выходов переключателей управляют запуском и остановом таймера микроконтроллера

В первом такте измерения переключатели S1 и S2 находятся в положении I. В этом случае таймером формируется временной интервал между импульсом, соответствующим положительному экстремуму продифференцированного напряжения огибающей измерительного резонатора Z1 и инвертированным импульсом, соответствующим отрицательному экстремуму резонансной кривой опорного резонатора Z2.

С учетом времени развертки частоты возбуждающего СВЧ колебания генератора G1 временной интервал, сформированный в первом такте, составит

$$\Delta t_1 = m(f_{H+} - f_{O-}) = m\Delta f_1, \quad (5)$$

где m - временной масштаб, с/Гц.

После завершения первого цикла развертки частоты СВЧ генератора по сигналу микроконтроллера переключатели S1 и S2 устанавливаются в положение II. В этом случае запуск таймера осуществляется импульсом опорного канала, а останов – инвертированным отрицательным импульсом измерительного канала.

Временной интервал в этом случае составит

$$\Delta t_2 = m(f_{O+} - f_{I-}) = m\Delta f_2. \quad (6)$$

В течении первого и второго временных интервалов во внутреннем счетчике микроконтроллера осуществляется подсчет импульсов, формируемых из тактовых импульсов микроконтроллера.

Пусть соотношение частот заполнения счетчика F_3 , управления ЦАП F_P и тактовой частоты F_T микроконтроллера

$$F_P = k_P F_3 = k_P k_3 F_T, \quad (7)$$

где k_P и k_3 – коэффициенты деления тактовой частоты.

Тогда временной масштаб m :

$$m = \frac{T}{f_{max} - f_{min}} = \frac{k_P}{F_T (f_{max} - f_{min})}, \quad (8)$$

где T – период развертки частоты СВЧ генератора.

С учетом этого, количество импульсов N_1 , полученных в первом такте измерения

$$N_1 = F_T \Delta t_1 = F_T m (f_{I+} - f_{O-}). \quad (9)$$

Или после подстановки значений

$$N_1 = \frac{K_P}{f_{max} - f_{min}} \left[f_{II} \left(1 + \frac{1}{2Q_B \sqrt{3}} \right) - f_{IO} \left(1 - \frac{1}{2Q_O \sqrt{3}} \right) \right]. \quad (10)$$

Аналогичным образом можно выразить количество импульсов N_2 , полученных во втором такте измерения

$$N_2 = \frac{K_P}{f_{max} - f_{min}} \left[f_{IO} \left(1 + \frac{1}{2Q_O \sqrt{3}} \right) - f_{II} \left(1 - \frac{1}{2Q_I \sqrt{3}} \right) \right]. \quad (11)$$

Вычисление разности импульсов, полученных в первом и втором тактах измерения, позволяет получить результат, пропорциональный разности резонансных частот резонаторов:

$$N = N_1 - N_2 = \frac{2K_P (f_{II} - f_{IO})}{f_{max} - f_{min}}. \quad (12)$$

Результат измерения выводится на индикатор P.

III. Заключение

Из полученного результата (12) видно, что количество импульсов пропорционально разности резонансных частот резонаторов и не зависит от нестабильности частоты тактового генератора, добротностей опорного и измерительного резонаторов. Благодаря этому обеспечивается возможность точного измерения малых частотных расстройок низкодобротных резонаторов.

IV. Список литературы

- [1] Д. Б. Головка, Ю. О. Скрипник, О. П. Яненко. Надвисокочастотні методи та засоби вимірювання фізичних величин. – К.: Либідь, 2003. – 328 с.
- [2] Дунаевский Г. Е. Бесконтактный квазиоптический резонаторный контроль диэлектрических, полупроводниковых и металлических объектов. – Дефектоскопия, №1, 1986. С. 35 - 49
- [3] Ю. А. Скрипник, А. А. Потапов, К. Л. Шевченко. Устройство для измерения разности резонансных частот двух СВЧ резонаторов. Авт. свид СССР №1580291. Бюл. 27 от 23.07.90.

INCREASED ACCURACY OF FREQUENCY DIFFERENCE MEASUREMENTS BY MICROWAVE RESONANCE SENSORS

Skripnik Yu., Shevchenko K., Gorkun V.

Kyiv National University of Technologies and Design
2 Nemirovicha-Danchenko St., Kyiv, Ukraine, 01011
phone: +380 (44) 2562993, e-mail: autom@j.com.ua

Abstract – A possibility of improving the accuracy of measuring small frequency detuning of low-Q resonance sensors is discussed, a measuring instrument function chart is presented and the algorithm of its operation is described.

I. Introduction

Microwave resonance sensors are widely applied in monitoring structures and properties of various materials [1, 2]. Resonance converters are often designed according to a two-channel circuit using two resonance sensors: reference and measuring. The problem of providing high measuring accuracy therefore results from the fact that measuring resonators have low Q and accordingly flat resonance characteristics.

II. Main Part

In Fig. 1 a function chart is presented which offers better accuracy of measurements by implementing a dual measuring cycle.

A microcontroller shapes a pulse signal with a F_P frequency out of clock pulses. This pulse arrives at a DAC U1. A step voltage is cyclically shaped at the DAC output. The voltage at the DAC U1 is fed to a frequency-setting element of a controlled microwave generator G1. The generator output frequency changes linearly from f_{min} to f_{max} . Through isolating amplifiers A1 and A2 the varying-frequency microwave voltage enters the reference Z1 and measuring Z2 resonators.

When the oscillation frequency reaches the resonators passband, at the outputs of peak detectors U2 and U3 video pulses U_1 and U_2 appear replicating the shape of the resonator resonance curves. The envelopes of the resonance curves arrive at differentiator units U4 and U5. Alternating voltages with two extremes are shaped at their outputs from the envelope voltages. Extreme points of the obtained voltage correspond to the highest slopes of the resonance curves. Short positive and negative pulses are shaped in driver amplifiers U6 and U7 in the moments corresponding to extreme points of the derived voltage.

It is shown in [3] that frequency values of the positive f_{I+} and negative f_{I-} extrema of the derived envelope for the measuring resonator equal (1) and (2), which is (3) and (4) for the reference resonator accordingly. Short pulses from the driver amplifiers arrive at the inputs of switches S1 and S2 driven by the microcontroller.

During the first measurement cycle the switches S1 and S2 are in position I. Here the timer shapes a time interval between a positive pulse in the measuring channel and an inverted negative pulse in the reference channel. With regard to the frequency sweep time, the time interval generated in the first cycle would amount to (5).

As soon as the first cycle of the microwave generator frequency sweep is over, the switches S1 and S2 are set into position II. Here the timer shapes a time interval between a positive pulse in the reference channel and an inverted negative pulse in the measuring channel. The time interval in this case will be (6).

The difference calculated for pulses obtained in the first and second measurement cycles provides the result proportional to a difference of the resonance frequencies of resonators (12). Measurement results are displayed in an indicator P.

III. Conclusion

The results obtained in (12) show that the number of pulses is proportionate to the difference of the resonator resonance frequencies and does not depend on the instability of the clock frequency or Q values of the reference and measuring resonators.

СИСТЕМА СТАБИЛИЗАЦИИ МОЩНОСТИ СУБМИЛЛИМЕТРОВОГО ЛАЗЕРА

Киселёв В. К., Мизрахи С. В., Варавин А. В., Дахов Н. Ф.
Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины
ул. Академика Проскуры 12, Харьков – 61085, Украина
e-mail: kiseliov@ire.kharkov.ua

Аннотация – Представлена простая электронно-механическая система стабилизации мощности субмиллиметрового HCN-лазера ($\lambda=0,337$ мм) на базе микроконтроллера MSP430 и шагового двигателя. При использовании системы, стабильность выходной мощности излучения составляет не хуже 2% более чем за два часа, что обычно достаточно для большинства измерительных целей.

I. Введение

Лазерная генерация HCN-лазера возможна только при определенных дискретных длинах лазерного резонатора. Для достижения хорошей стабильности выходной мощности излучения, резонатор лазера при длине порядка 1 м должен быть стабилизирован в пределах нескольких микрон, иначе действие лазера может прекратиться в течение нескольких минут, в результате тепловых изменений элементов конструкции.

Для измерительных экспериментов, где необходима стабильность мощности и (или) частоты лазерного излучения, актуальной является автоматическая подстройка. В настоящее время проблема автоматической стабилизации проработана в принципе достаточно хорошо и в литературе описано несколько различных решений [1-4]. Однако эти решения либо сложны в технической реализации и не надежны, так как построены на устаревшей элементной базе [1-3], либо не подходят для субмм лазеров, так как используют слишком слабые методы и средства механической перестройки резонатора, пригодные лишь для лазеров оптического диапазона [4]. Мы представляем разработанную у нас систему стабилизации мощности субмиллиметрового HCN-лазера ($\lambda=0,337$ мм), построенную на базе микроконтроллера MSP430. Эта система проста и недорога в изготовлении, достаточно точна, легко расширяема и программируема.

II. Основная часть

Для перестройки длины лазерного резонатора обычно перемещают вдоль его оси подвижное резонаторное зеркало, связанное с микрометрическим винтом. Длина резонатора поддерживается вблизи значения, соответствующего максимуму линии излучения, примерно на 5-10% ниже этого уровня. Таким образом, выходная мощность может быть увеличена или уменьшена путем вращения микрометрического винта в ту, либо в другую сторону и, следовательно, этот элемент настройки можно включить в контур авторегулирования.

Для автоматической стабилизации уровня выходной мощности лазера нами разработана и изготовлена электронно-механическая система, поддерживающая длину резонатора в соответствии с заданным уровнем выходной мощности (опорного напряжения).

Схема системы автоматической стабилизации представлена на рис 1. Часть выходного лазерного излучения, ответвленная делителем мощности, поступает на приемник, выходной сигнал которого уси-

ливается и через буферный усилитель поступает на АЦП микроконтроллера семейства MSP430. Составленная для микроконтроллера программа сравнивает оцифрованные величины измеренного сигнала и опорного напряжения, выводит их значения на жидкокристаллический индикатор и, в зависимости от знака разности этих сигналов, подает команды на вращение шагового двигателя. Последний через специально изготовленный безлюфтовый редуктор соединен с микрометрическим винтом подвижного зеркала лазера.

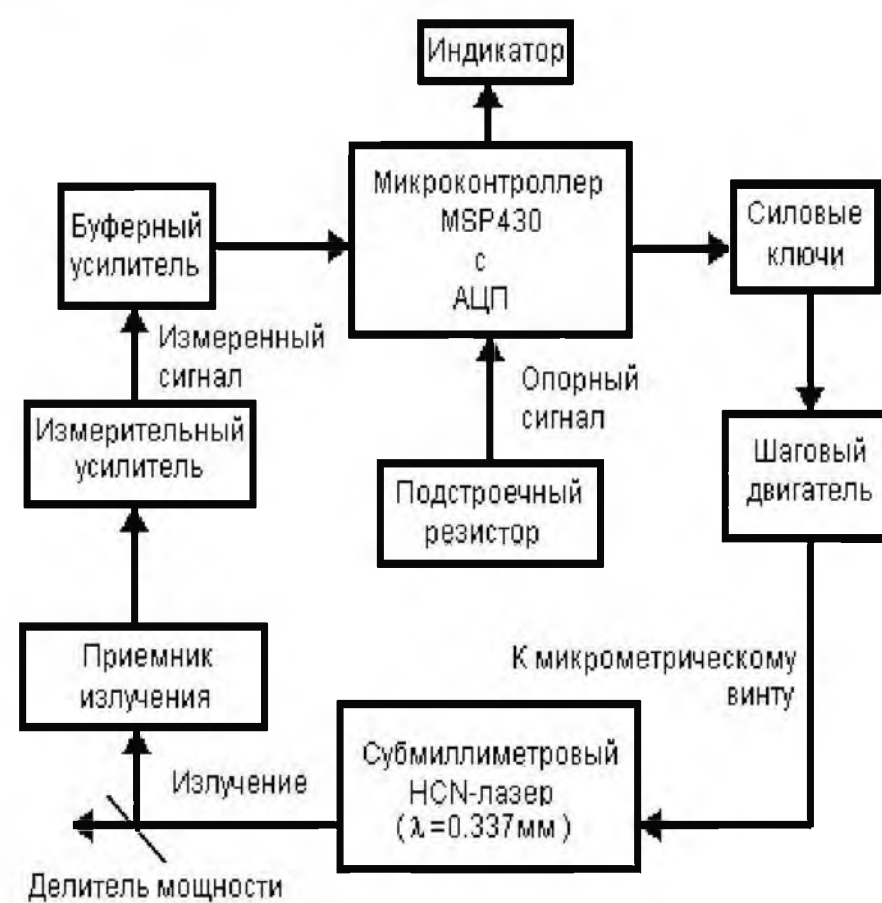


Рис. 1. Блок-схема электронно-механической системы для подстройки длины лазерного резонатора
Fig. 1. Block scheme of electron-mechanical system for laser resonator length regulation

Используемый в системе стабилизации микроконтроллер фирмы Texas Instruments семейства MSP430 является высокопроизводительным и недорогим 16-ти разрядным устройством, которое легко программируется, содержит 12-ти разрядный АЦП и достаточный объем памяти. В перспективе, использование этого микроконтроллера позволит создать интеллектуальную систему автоподстройки, которую можно будет использовать для других, более сложных задач стабилизации лазера с вовлечением в контур авторегулирования датчиков давления и скорости прокачки рабочего вещества, датчика разрядного тока и т.п.

Порядок работы с представленной сервосистемой заключается в следующем. Вначале резонатор лазера настраивается на получение максимальной выходной мощности. Этому значению мощности соответствует некоторое показание жидкокристаллического индикатора. Затем подстроечным резистором выставляется необходимое значение опорного на-

пряжения, примерно на 5-10% меньше, чем значение максимального сигнала. Этим задается уровень стабилизации. Далее включается шаговый двигатель и система "захватывает" заданный уровень. В случае ухода мощности от уровня, заданного опорным напряжением, микроконтроллер подает команду шаговому двигателю, который вращается в ту либо другую сторону и резонатор быстро перестраивается до восстановления начального заданного уровня мощности. При совпадении уровня опорного напряжения и уровня сигнала с приемника на входе АЦП, микроконтроллер подает команду на остановку двигателя. Если по какой-либо причине уровень максимальной мощности падает ниже допустимого и микроконтроллеру не удается вернуть начальный уровень мощности, то он производит поиск резонанса в диапазоне 1000 шагов двигателя. Если при этом не удается восстановить начальный уровень мощности, то двигатель останавливается и подается звуковой сигнал.

В шаговом приводе использован двигатель ДШИ-200-1, обеспечивающий угловой шаг $1,8^\circ$, частоту отработки шагов (приемистость) 1000 Гц при номинальном моменте порядка 0,5 Нм.

Система была испытана на HCN-лазере с длиной резонатора 1,2 м и в течение более чем двух часов работы обеспечила нестабильность уровня выходной мощности менее 2% при воздействии различных возмущающих факторов (изменения температуры окружающей среды и состава рабочей смеси, а также других факторов).

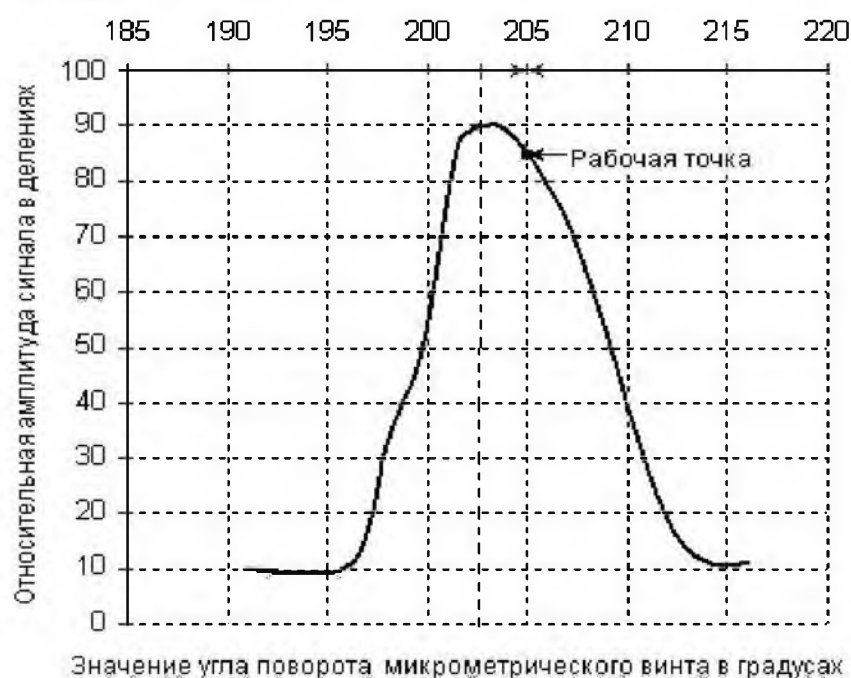


Рис. 2. Резонансная зависимость амплитуды выходного сигнала приемника системы авторегулирования от угла поворота микрометрического винта и положение рабочей точки.

Fig. 2. Resonance dependence of receiver output signal of autoregulation system on microscrew rotation angle and working point position

III. Заключение

Таким образом, разработана и испытана недорогая и высокопроизводительная система стабилизации мощности субмиллиметрового лазера. Нестабильность мощности составила менее 2% за 2 часа работы независимо от изменений температуры и состава рабочей смеси, перепадов напряжения в электросети и других внешних факторов. Время отработки изменения мощности лазера на 3 дБ составляет менее 5 секунд. При отключенной системе стабилизации нестабильность выходной мощности составляет до 30% за час работы.

В перспективе планируется улучшить стабильность лазерной системы, используя автоматическую совместную регулировку длины резонатора и состава рабочей смеси.

IV. Список литературы

- [1] J. P. Maes and Moore. An intensity stabilizing circuit for a cw laser, Apparatus and techniques, 1973, V. 6, No. 1, pp. 15-17.
- [2] Wattenbach, H. P. Roser, and G. V. Schulz. A microprocessor stabilized submillimeter laser system, Int. J. of Infrared and Millimeter Waves, 1982, V. 3, No. 5, pp. 753-763.
- [3] D. T. Llewellyn-Jones and M. D. James. Stabilization of the HCN laser. J. of Phys. E. Sc. Instr., 1972, V. 5, No. 5, pp. 468-472.
- [4] Jun Ishikawa. Accurate frequency control of an Internal-mirror He-Ne laser by means of a radiation-heating system. Applied optics, 1995, V. 34, No. 27, pp. 6095-6098.

SUBMILLIMETER LASER POWER STABILIZING SYSTEM

Kiseliov V. K., Mizrakhy S. V., Varavin A. V., Dahov N. F.
*Institute for Radiophysics and Electronics
 National Academy of Sciences of Ukraine
 12, Ac. Proskury st., Kharkov, 61085, Ukraine
 e-mail: kiseliov@ire.kharkov.ua*

Abstract – Simple electron-mechanical submillimeter HCN laser ($\lambda=0,337$ мм) power stabilizing system on the basis of microcontroller MSP430 and stepping motor are represented. If we use this system, laser output stability amount is 2% for more than 2 hours.

I. Introduction

Laser action will only occur if the cavity is maintained at certain discrete lengths. In order to obtain useful stability of output power the length of a 1 m laser cavity should be stabilized to a few micrometers, otherwise laser action will cease during several minutes as a result of small thermal changes in cavity length.

For experiments requiring long-term stability it is necessary and actual to have automated control system. Nowadays, automated stabilizing is studied well and there are many relevant data in the literature. We have designed simple electron-mechanical submillimeter HCN laser ($\lambda=0,337$ мм) power stabilizing system on the basis of microcontroller MSP430. It is simple, low cost and programmable system.

II. Main Part

The automated serving system stabilizing the length of laser cavity has being designed. Block-scheme of this system is given in Figure 1. The part of laser radiation derived by beam splitter proceeds to receiver. Then received signal is increased and applied to A/D converter (ADC) of MSP430 microcontroller. The program designed especially for microcontroller, compares the values of reference voltage with received signal which is proportional laser output.

Texas Instruments MSP430 family of ultralow-power microcontrollers consists of several devices featuring different sets of peripherals for various applications. The device features a powerful 16-bit RISC CPU, 16 a fast 12-bit ADC and one or two universal serial synchronous/asynchronous communicational interfaces (USART).

III. Conclusion

Thus we have designed and studied automated control system for regulating laser cavity length. The laser output stability amount to 2% more than 2 hours independently of work mixture and temperature varying, voltage jumps in the network, etc.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЯ ФЛУКТУАЦИЙ СИГНАЛОВ КВЧ

Бельский А. Я., Дзисяк А. Б., Гурло Ю. Е., Герасименко О. О.
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь
Тел.: +375-17-239-84-96, e-mail: gusip@cit.org.by

Аннотация – Проведены исследования метрологических параметров измерителя флуктуаций сигналов КВЧ в режимах измерения амплитудных, частотных и вносимых фазовых флуктуаций при двух методах калибровки прибора. Погрешность измерения флуктуаций при использовании блока калибровки определяется погрешностью установки и измерения параметров модуляции калибровочного КВЧ сигнала спектральными методами. Использование специального блока калибровки позволяет практически исключить погрешность измерителя, зависящую от частоты анализа, и уменьшить погрешность, зависящую от величины входного сигнала. Определены чувствительности измерений трех видов флуктуаций сигналов КВЧ с помощью разработанного измерителя флуктуаций MNM 78-118.

I. Введение

При разработке современных радиотехнических систем связи и телекоммуникации необходимо знать уровни амплитудных и частотных флуктуаций используемых источников сигнала. В испытательной лаборатории аппаратуры и устройств СВЧ БГУИР разработан автоматический измеритель амплитудных, частотных и вносимых фазовых флуктуаций сигналов КВЧ диапазона; разработаны два метода проведения калибровки измерителя. Первый метод заключается в определении значений параметров отдельных функциональных частей измерителя и аргументов, участвующих в выражении для вычисления относительной спектральной плотности мощности шумов. Вторым модуляционным методом использует разработанный блок калибровки [1, 2]. В данной работе проводится экспериментальное исследование метрологических характеристик разработанного измерителя флуктуаций MNM 78-118 и экспериментальная оценка чувствительностей измерения амплитудных и частотных флуктуаций сигналов КВЧ и вносимых фазовых флуктуаций активных КВЧ устройств.

II. Основная часть

При калибровке измерителя флуктуаций в соответствии с первым методом определялись значения коэффициента, характеризующего форму детекторной характеристики амплитудного детектора, крутизна преобразования частотного дискриминатора и коэффициента преобразования фазового детектора в рабочих условиях. Дополнительно определялся уровень собственных шумов измерительной системы в целом, проводилась калибровка используемых алгоритмов быстрого преобразования Фурье применительно к задачам измерения параметров флуктуаций сигналов КВЧ и низкочастотного блока обработки измерительной информации.

С помощью разработанного блока калибровки формировался тестовый КВЧ сигнал с амплитудной или угловой модуляцией [1]. Значение коэффициента амплитудной модуляции и индекса угловой модуляции определялось с помощью КВЧ анализатора спектра.

Далее проводилось измерение параметров соответствующей модуляции тестового КВЧ сигнала в трех режимах измерения флуктуаций с помощью разработанного измерителя флуктуаций. Измерения проводились для широкого диапазона значений частоты модуляции F_m (2 кГц–200 кГц), коэффициента амплитудной модуляции и индексов угловой модуляции (-55 дБ – -105 дБ), при различных вариантах настройки измерителя флуктуаций. Исследовалось влияние автоматической и ручной установки коэффициентов усиления каналов обработки постоянной и переменной составляющих выходного напряжения детектора (шесть ступеней усиления по 14дБ), различных сочетаний значений частоты дискретизации блока АЦП в диапазоне 100кГц – 2МГц и количества информационных точек в диапазоне 2048 – 32768.

Определялось значение ошибки измерения при двух методах калибровки измерителя флуктуаций по отношению к установленным значениям параметров модуляции тестового КВЧ сигнала.

Из полученных экспериментальных данных следует, что результаты измерения коэффициента амплитудной модуляции тестового КВЧ сигнала с помощью разработанного измерителя флуктуаций при калибровке отдельных функциональных частей прибора отличаются от результатов, полученных с помощью анализатора спектра КВЧ, не более чем на ± 2 дБ, а средние значения не более чем на ± 1 дБ. Значение среднеквадратичного отклонения (СКО) результатов измерения достигает величины 1дБ. Средняя ошибка измерения индекса угловой модуляции составила (3,5...4,6) дБ, СКО результатов измерения составило (0,5...0,7) дБ в зависимости от значения частоты модуляции. Из сравнения результатов измерения флуктуаций при двух методах калибровки измерителя следует, что использование предложенного блока калибровки позволяет практически исключить погрешность измерителя, зависящую от частоты модуляции, и уменьшить погрешность измерения, зависящую от величины входного сигнала, в (2...6) раз.

Дополнительно уменьшить значение СКО результата измерения можно при использовании многократных измерений и методов статистической обработки результатов измерения.

Основной характеристикой измерителя флуктуаций является чувствительность измерений. Определение чувствительности измерения амплитудных, частотных и вносимых фазовых флуктуаций разработанного измерителя проводилось при подключенной согласованной нагрузке ко входу измерителя в соответствующем режиме работы. Результаты определения чувствительности прибора приведены на рис. 1 и в таблице 1.

EXPERIMENTAL RESEARCH OF MICROWAVE NOISE METER

Belski A., Dzisiak A., Gurlo Y., Gerasimenok O.
*Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics (BSUIR)
6 P. Brovki Str., Minsk, 220013, Belarus
Tel.: +375-17-239-84-96, E-mail: gusin@cit.org.by*

Abstract – The researches of metrology parameters of microwave signal amplitude, frequency and insertion phase noise meter are carried out for two calibration methods. The measuring error is determined by an installation and measurement by spectral methods error of modulation parameter for microwave calibration signal. Practically, usage of the offered calibration unit allows removing an error dependent on analyzing frequency, and reducing error dependent on value of an input signal. Also the sensitivity of three kinds noise of microwave signal measurements with the help of a designed meter MNM 78-118 are determined.

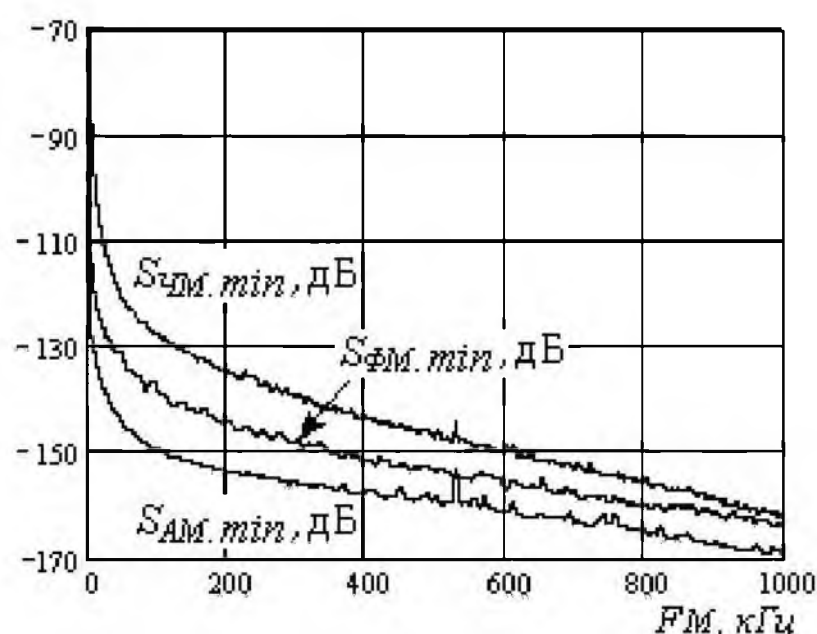


Рис. 1. Чувствительность измерения амплитудных, частотных и вносимых фазовых флуктуаций сигнала.

Fig. 1. AM-, FM-, PM-noise measurement sensitivities

Таблица 1 Чувствительности измерения флуктуаций сигнала.

F, кГц	1	10	100	1000
S _{AM} MIN, дБ/Гц	-124	-132	-149	-169
S _{FM} MIN, дБ/Гц	-71	-99	-127	-162
S _{PM} MIN, дБ/Гц	-101	-121	-139	-163

III. Заключение

Проведены исследования метрологических параметров измерителя флуктуаций сигналов КВЧ в режимах измерения амплитудных, частотных и вносимых фазовых флуктуаций при двух методах калибровки прибора. При калибровке функциональных частей измерителя флуктуаций результаты измерения параметров амплитудной и фазовой модуляций сигнала КВЧ отличаются от результатов, полученных с помощью анализатора спектра КВЧ, не более чем на ± 2 дБ, а средние значения не более чем на ± 1 дБ в широком диапазоне значений коэффициента амплитудной модуляции и частоты анализа. Средняя ошибка измерения индекса частотной модуляции составила 3,5 - 4,6 дБ, среднеквадратическое отклонение результатов измерения составило 0,5 - 0,7 дБ. Погрешности измерения флуктуаций сигнала КВЧ при калибровке измерителя с помощью блока калибровки определяются погрешностью установки и измерения параметров модуляции калибровочного КВЧ сигнала спектральными методами. Использование предложенного блока калибровки позволяет практически исключить погрешность измерителя, зависящую от частоты анализа, и уменьшить СКО результата измерения, зависящую от величины входного сигнала. Дополнительно уменьшить значение СКО результата измерения можно при использовании многократных измерений и методов статистической обработки результатов.

IV. Список литературы

- [1] Бельский А. Я., Гусинский А. В., Дзисяк А. Б., Кострикин А. М. «Особенности калибровки измерителей флуктуаций миллиметрового диапазона длин волн», Материалы XII Международная научно-техническая конференция «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии», Украина, Крым, Севастополь, сентябрь 2002, с. 532-533.
- [2] Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М., Советское радио, 1977

I. Introduction

In microwave laboratory of BSUIR the automatic AM-, FM- and PM-noise meter was developed. Also two calibration methods of microwave noise meter were developed. The first method consists a determination and taking into account of parameters values of noise meter separate functional parts. The second method is modulation method with using of developed calibration unit [1, 2].

II. Main Part

It was formed microwave test signal with AM or FM modulation [1] using developed calibration unit. Value of AM factor or an index of FM was determined by using microwave spectrum analyzer [2].

It was carrying out the measuring of test signal parameters by microwave noise meter in a wide range of modulation frequency values F_M (2 kHz - 200 kHz), AM-factor and FM-index (-55 dB ... -105 dB). The influence of automatic and manual installation of amplification for two processing channels (six amplification steps on 14 dB), combinations of ADC frequency values (100 kHz - 2 MHz) and quantities of information points (2048 - 32768) was investigated.

From the experimental results follows, that the main error of measuring AM-noise is no more than ± 2 dB in comparison with spectrum analyzer method, and for average values is no more than ± 1 dB. Value of result rms-deviation is equal to 1 dB. The main error of FM- and PM-noise measuring is equal to (3.5...4.6) dB (first calibration method) and (0.5...0.9) dB (second calibration method), the result rms-deviation is equal to (0.5...0.7) dB. From comparison of two calibration methods results follows, that using of developed calibration unit allows practically to exclude the error of microwave noise meter dependent on modulation frequency, and to reduce the error dependent on input signal value in (2...6) times.

The basic characteristic of a microwave noise meter is sensitivity of measurements. Results of sensitivity determination are presented on Fig. 1 and in the table 1.

III. Conclusion

The microwave AM-, FM- and PM-noise meter metrological parameters researches are carried out for two calibration methods. For functional parts' calibration method the measuring results are differ from the results obtained with the help of spectrum analyzer no more than ± 2 dB (AM), and no more than (3.5 - 4.6) dB for FM-noise. The main error of AM-, FM- and PM-noise measuring for second type of meter calibration is equal to (0.5...0.9) dB, the result rms-deviation is equal to (0.5...0.7) dB. To reduce value of rms-deviation of measuring result additionally is possible at using of repeated measurements and methods of statistical processing of results.

МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ ПРИБОР ДЛЯ КАБЕЛЬНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ LFM-700

Бритков А. В., Горбанов Н. А., Свириденко В. И., Носов А. С., Гонтарев В. А.,
Тарасов М. А., Прохоренко А. В., Дьяченко В. Н.

ООО «Бета ТВ ком»

г. Донецк, ул. Университетская, 112

тел./факс: 062-381-81-85, e-mail: betatvcom@dptm.donetsk.ua

Аннотация – Рассматривается прибор LFM-700, разработанный и подготовленный к производству предприятием ООО «Бета ТВ ком», являющийся дальнейшим развитием серии приборов 500 и 600 серий. В новом приборе устранены частотные окна, в которых анализ сигналов не проводился (862...950 МГц, 2150...2400 МГц), диапазон частот расширился с 2700МГц (серия LFM-500) до 6000МГц (LFM-700) и сохранена тенденция иметь в одном приборе три: генератор ВЧ, измеритель АЧХ, анализатор спектра.

I. Введение

Предоставление мультимедийных услуг населению требует от кабельных операторов использовать оборудование, работающее до 6 ГГц и выше. В качестве примера можно привести организацию кабельного Internet в двух независимых районах, в одном из которых стоит головной кабельный модем стандарта DOCSIS, данные с которого по РРЛ-6ГГц (связь дуплексная) передаются в другой район. (Стоимость модема весьма велика, чтобы использовать два независимых модема, каждый на свой район). Большое количество подключенных абонентов требует обеспечения контроля и быстрой ремонтпригодности таких или подобных систем передачи данных. Именно для этих целей был разработан прибор LFM-700, обязательными требованиями к которому были небольшой вес и размеры.

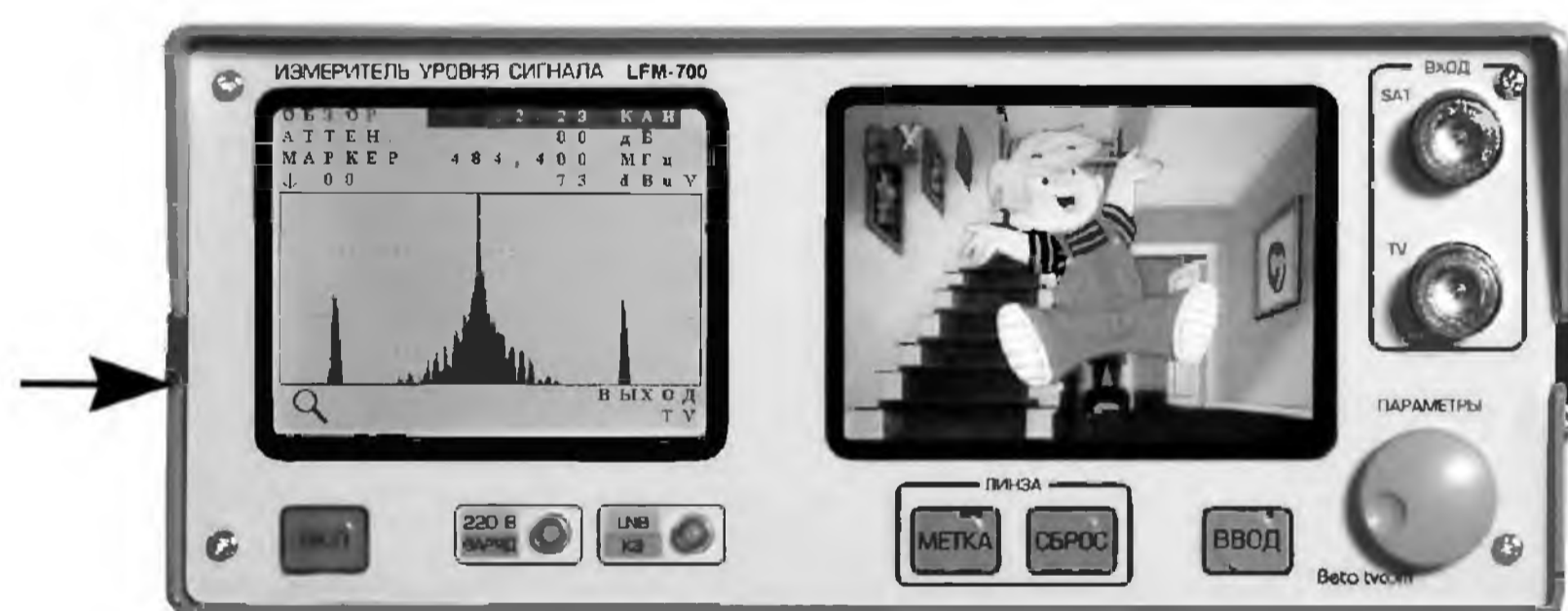


Рис. 1. Передняя панель измерителя LFM-700 (габаритные размеры 100x260x225мм, вес 5,5 кг. На левой панели прибора (показано стрелкой) расположены N-разъем генератора ВЧ, оптический разъем SC/APC, разъем для связи с компьютером через порт RS-232).

Fig. 1. LFM-700 front panel (dimensions 100x260x225 mm, weight 5.5 kg). There is a HF generator N-injector, SC/APC optical injector, N-injector for the connection with computer over the RS-232 port) on the left panel of device

II. Основная часть

Основу прибора составляет синтезатор частоты от 5МГц до 6000МГц, ядро которого выполнено на мсх. ADF 4153 (Analog Device) – синтезатор с дробным коэффициентом деления. Четыре таких синтезатора с перекрытием по частоте 1-1,6 ГГц, 1,6-2,2 ГГц, 2,2-2,8ГГц, 2,8-4ГГц позволяют достичь общего перекрытия по частоте 1-4 ГГц (см. рис.2 (блок 1)). Диапазон частот синтезатора от 4 ГГц до 6 ГГц дос-

тигается путем умножения частот соответствующих ГУНов с помощью мсх. НМС 189MS8 (Hittite), рис. 2. Исключение вторых гармоник ГУНов достигается использованием ЖИГ фильтра, имеющего перекрытие по частоте 1-6ГГц. Перекрытие в диапазоне частот 5-1000 МГц осуществляется смешиванием сигнала с ГУН 2,8-4ГГц с опорным сигналом частотой 2,8ГГц, как это показано на рис.2 (блок 2).

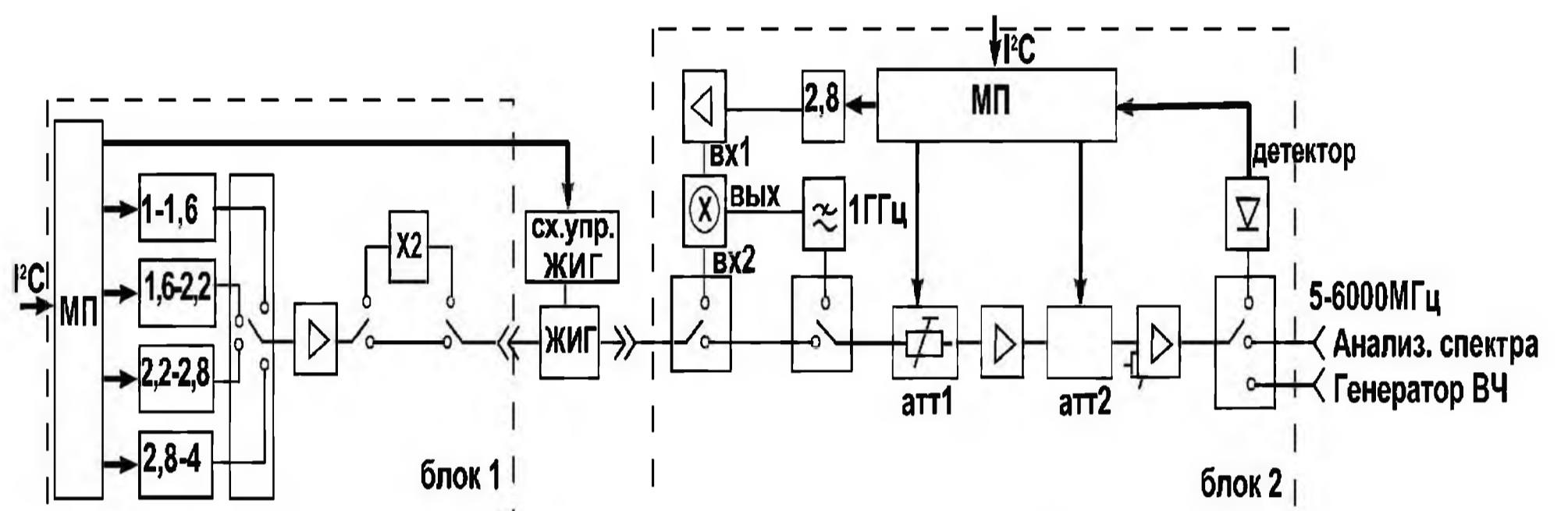


Рис. 2. Блок-схема синтезатора частоты.

Fig. 2. Frequency synthesizer block-scheme

Внешний вид синтезатора и его характеристики приведены на рис.3 и в табл. 1. печатная плата блока 1 синтезатора приведена на рис 4.



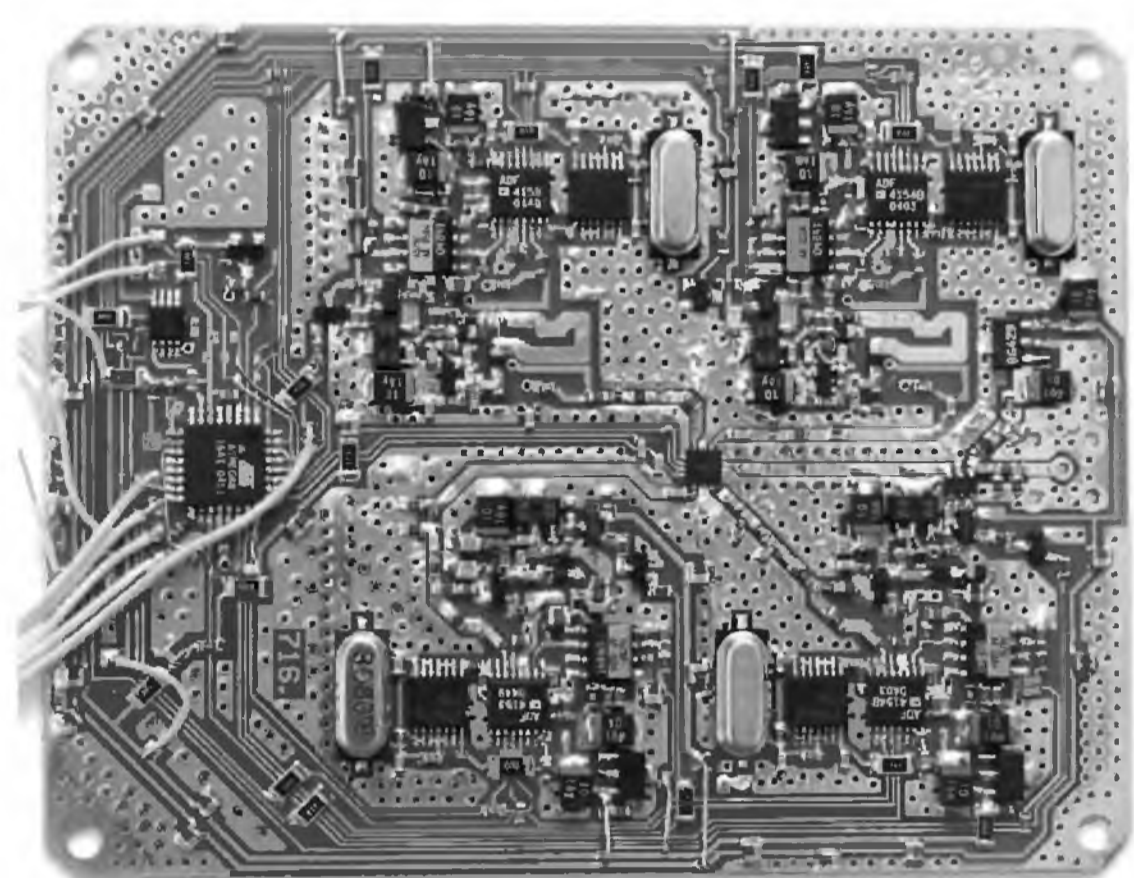
Рис. 3. Внешний вид высокочастотного синтезатора.

Fig. 3. HF synthesizer appearance

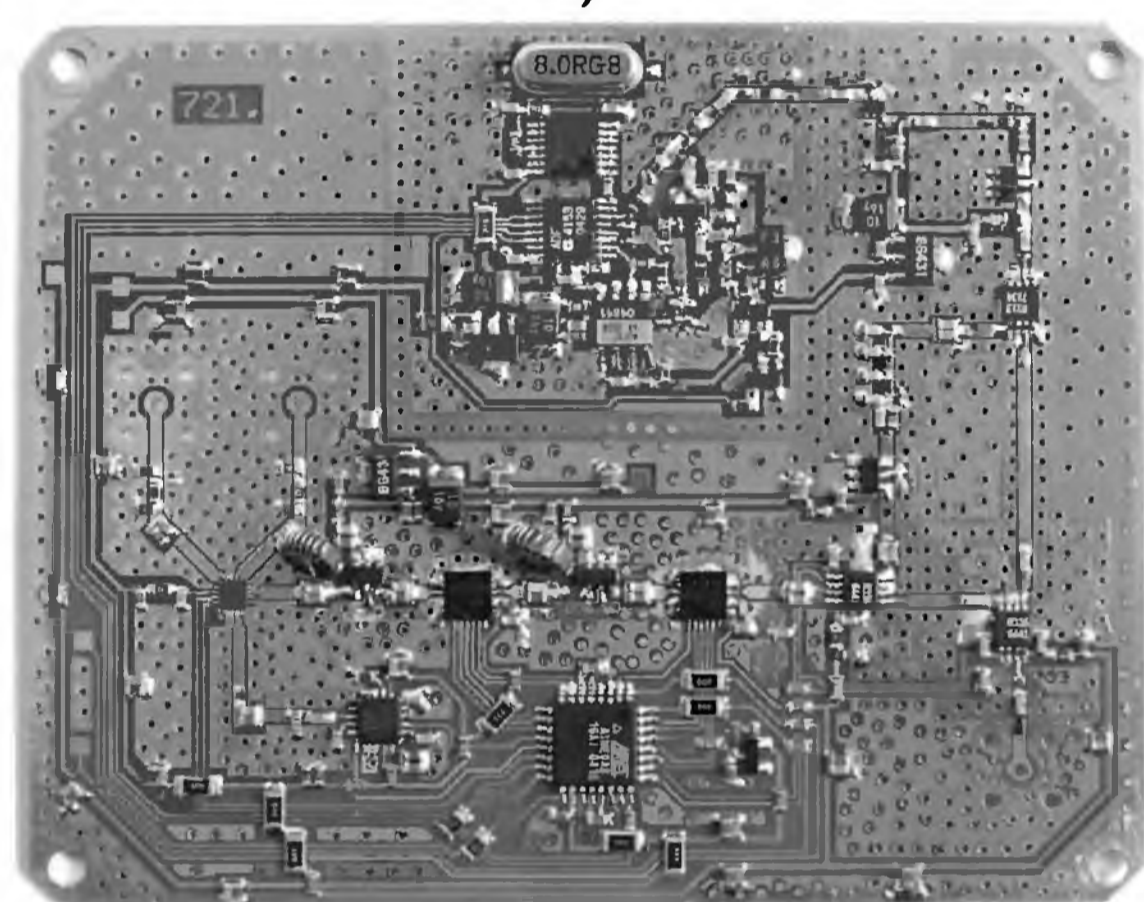
Таблица 1. Технические характеристики высокочастотного синтезатора

Технические характеристики	
Диапазон частот выходного сигнала	5-6000 МГц
Минимальный шаг перестройки по частоте	2 кГц
Нестабильность частоты в интервале рабочих температур -15...50 °С	2 ppm
Максимальный уровень выходного сигнала	100 дБ/мкВ
Диапазон изменения величины затухания выходного аттенюатора	0...40 дБ
Минимальный шаг перестройки по уровню	1дБ
Погрешность установки выходного уровня	±2дБ
Подавление гармонических и комбинационных сигналов на выходе, не хуже	-60дБс

Уровень фазовых шумов при отстройке на 50 кГц, не хуже	-100 дБс/Гц
Время перестройки синтезатора на величину шага 5 МГц	20 мкс
Максимальное время установки частоты выходного сигнала при шаге перестройки синтезатора -600 МГц	1 мс
Волновое сопротивление	50 Ом
КСВН	<1,5
Напряжения питания / Потребляемый ток	+5В / 200 мА +12В / 300 мА +33В / 5 мА
Интерфейс управления синтезатором	Шина I ² C
Габаритные размеры	170x80x30 мм
Масса	0,3 кг



а)



б)

Рис. 4. Печатные платы синтезатора: а) блок 1, б) блок 2.

Fig. 4. Synthesizer plate: a) block 1, b) block 2

Наличие цифровых аттенуаторов мсх. HMC 424LP3 (атт.1 и атт.2, см. рис. 2) в синтезаторе и детектора AD8318 позволяет с высокой точностью (погрешность установки не превышает 2дБ в диапазоне частот 5–6000 МГц) выставлять требуемый уровень сигнала синтезатора, что необходимо, когда измеритель LFM-700 работает в режиме генератора ВЧ. Внешнее управление синтезатором осуществляется по шине I²C, а для достижения скоростных характеристик формирования сигналов управления ГУН и ЖИГ, оценивания уровня выходного сигнала используются процессоры серии AVR – ATMEGA8. Весь монтаж выполняется на FR4, толщиной подложки 1 мм. В плате синтезатора формирование частот «сравнения» осуществляется с помощью кварцевых генераторов 8 МГц с возможностью установки кварцев со стабильностями 20 ppm, 2 ppm или модулей кварцевых генераторов со стабильностью 0,2 ppm в диапазоне температур (-15...50 °С). Это позволяет ввести обмен стоимости прибора на достижимые технические характеристики. Сам анализатор спектра содержит два канала: 5–1000 МГц и 1000–6000 МГц. Его структурная схема приведена на рис 5. (в структурной схеме не показаны компенсационные усилители, управляемые аттенуаторы, и т.д.). Мо-

дуль преобразования входного сигнала в ПЧ 70 МГц (обведен пунктиром) и имеет внешний вид и габаритные размеры, аналогичные синтезатору высокочастотного сигнала (см. рис. 3).

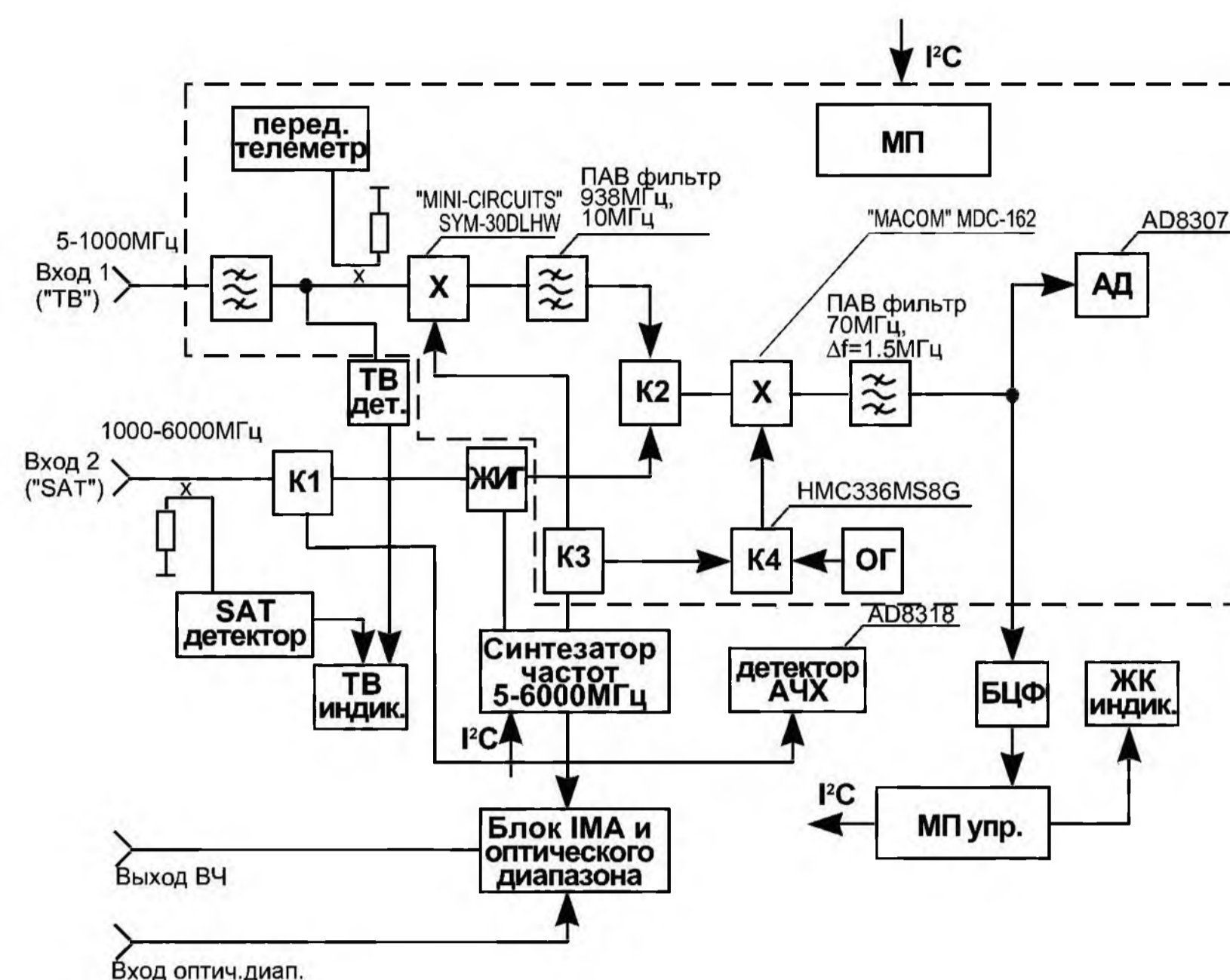


Рис. 5. Структурная схема анализатора спектра.

Fig. 5. Spectrum analyzer structural scheme

Максимальный входной уровень каждого из двух сигналов, подаваемых на вход LFM-700 (с учетом введения затухания, обеспечиваемым входными аттенуаторами: до 40 дБ с шагом 1дБ), при уровне интермодуляции третьего порядка минус 54дБ, составляет для входа 1 (‘ТВ’) -126дБ/мкВ, для входа 2 (‘SAT’) – 117 дБ/мкВ. В качестве оконечного фильтра ПЧ в измерителе используется цифровой КИХ фильтр, собранный на мсх AD6620 см. рис.6 и реализующий полосы 6кГц, 30кГц, 100кГц, 300кГц. Коэффициент прямоугольности такого фильтра по уровням минус 60дБ и минус 3дБ составил 5:1. Имеется дополнительная возможность измерения уровня сигнала в полосе ПЧ 1,5МГц, обеспечиваемая фильтром на ПАВ и детектором на AD 8307. Уровень помех, обусловленный зеркальными каналами приема, составил минус 60дБ. Чувствительность прибора для полосы фильтра ПЧ 6кГц составила минус 110дБм, время развертки при полосе фильтра 100кГц не более 100мс (размеры ЖК-экрана 81x62мм=320x240 пикселей). В режиме измерения АЧХ прибор позволяет измерять АЧХ в диапазоне частот 5 – 6000 МГц с погрешностью измерения коэффициента передачи до 2дБ и возможностью измерять «глубину» АЧХ до минус 50дБ.

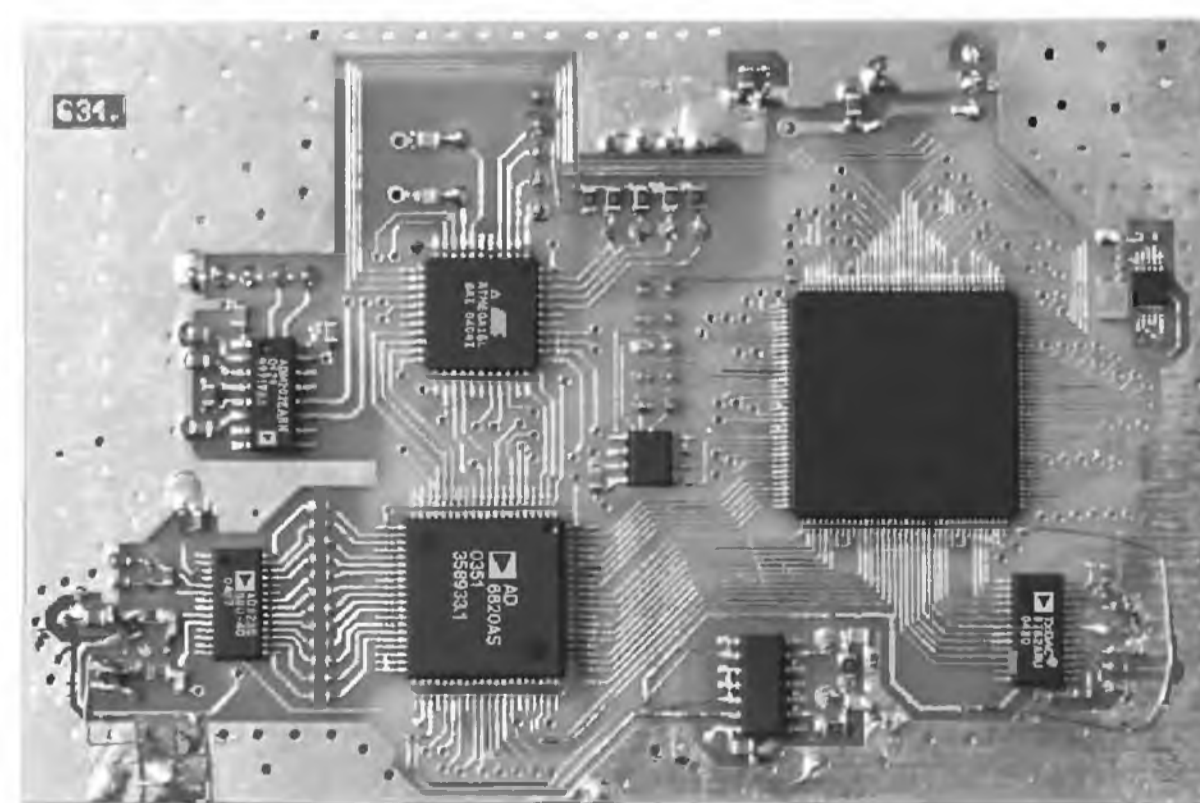


Рис. 6. Плата цифрового фильтра – БЦФ.

Fig. 6. Digital filter plate

III. Заключение

В приборе LFM-700 были сохранены все функции предыдущих измерителей, которые в данной статье не описаны, см. предыдущие материалы конференции (это - построение гистограммы кабельной сети,

измерение отношения сигнал/шум в ТВ каналах, измерение интермодуляционных искажений домашних и магистральных усилителей, измерение уровней оптических сигналов, измерение цифровых сигналов, режим телеметрии, возможность производить анализ кратковременных сигналов, контроль приема ТВ и SAT программ). Однако, вместо SAT и ТВ тюнеров, используемых в приборах такого класса, используются ЖИГ фильтры, синтезаторы с дробным коэффициентом деления, цифровая фильтрация, что улучшает метрологические характеристики прибора и расширяет возможный круг пользователей данного прибора. Мы благодарим специалистов предприятия «Вебер» г. Севастополь, чьи рекомендации заставили нас взяться за данную разработку.

IV. Список литературы

- [1] Бритков А. В., Прохоренко А. В., Дьяченко В. Н. и др. Многофункциональный измерительный прибор для кабельного телевидения. – В кн.: 14-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Материалы конф. [Севастополь 13-17 сент. 2004г.] Севастополь: «Вебер», 2004, стр. 623-625.

LFM-700 MULTIFUNCTIONAL MEASURING DEVICE FOR CTV

Britkov A. V., Gorbanov N. A., Sviridenko V. I.,
Nosov O. S., Gontarev V. T., Tarasov M. A.,
Prohorenko A. V., Dyachenko V. N.
Betatvcom Ltd.
112 Universitetskaya Str., office 15
Tel./fax: 062-381-81-85,
e-mail: betatvcom@dptm.donetsk.ua

Annotation – LFM-700 device is considered here, it was designed and prepared for producing by “Beta TV com” enterprise, which is the future design of 500 and 600 series. In this device frequency windows in which signal analyses were not carried out are removed (862...950 MHz, 2150...2400 MHz), frequency range was enlarged from 2700 MHz (LFM 500 series) to 6000 MHz (LFM 700). There is a tendency to have generator HF, ALC meter, and spectrum analyzer in one device.

ЧАСТОТНЫЙ ДИСКРИМИНАТОР ДЛЯ УСТРОЙСТВА ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕНИ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ ЧАСТОТЫ

Каток В. Б., Кошман Е. М., Манько А. А.

Государственный университет информационно-коммуникационных технологий, НИЦ ЛКС
ул.Соломенская, 7а, Киев 03110, Украина
Тел. 248-8592, e-mail: manko_alex@ukrpost.net

Аннотация – Предложена конструкция частотного дискриминатора, позволяющего определить динамику процесса переключения частоты СВЧ генераторов с электронной перестройкой частоты.

I. Введение

Как известно, одними из важнейших характеристик генераторов, управляемых напряжением (ГУН), являются характер зависимости частоты от времени при переключении и само время переключения частоты [1]. Проблемы изучения характера временной зависимости частоты ГУН, при ее переключении заключаются в величине разницы между начальной и конечной частотой в режиме переключения. С целью определения динамической перестроенной характеристики в диапазоне переключения необходимо сформировать напряжение, пропорциональное частоте выходного сигнала. При небольшом значении этой величины для этой цели можно использовать объемный резонатор. При этом резонатор должен быть настроен таким образом, чтобы начальная и конечная частота располагались на одном из склонов его резонансной характеристики (рис. 1). Здесь 1 – ГУН; 2 – резонатор; 3 – детектор; 4 – осциллограф. При этом f_n – начальное, а f_k – конечное значение частоты при переключении.

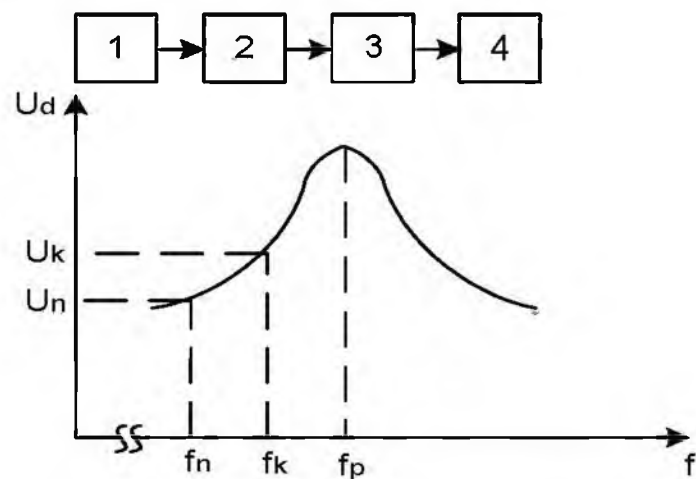


Рис. 1. Частотный дискриминатор с использованием резонатора.

Fig. 1. Frequency discriminator with the use of resonator

Недостатком частотного дискриминатора такого типа является относительно узкая полоса частот, в которой расположена резонансная характеристика объемного резонатора. И это ограничивает разность значений начальной и конечной частоты в режиме переключения. Снижение добротности резонатора с целью уширения его резонансной характеристики имеет свои пределы, и, к тому же, приводит к уменьшению крутизны ее склонов, что ухудшает чувствительность метода. В связи с этим представляется целесообразным для определения характеристики переключения частоты применение методов, не использующих в частотных дискриминаторах резонансные элементы.

II. Основная часть

С целью устранения вышеуказанного недостатка была предложена конструкция, в состав которой вме-

сто резонансного элемента входила линия задержки использующаяся в схеме построения фазового детектора (ФД). На рис.2 представлена блок-схема предлагаемой конструкции. Здесь 1, 2, 10 – делители мощности; 5,6 – сумматоры мощности; 3 – фазоинвертор; 4 – линия задержки; 7 – фазовращатель; 8,9 – детекторные диоды; ОУ – операционный усилитель.

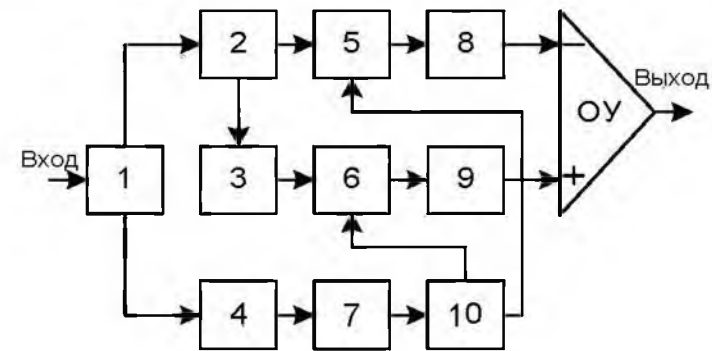


Рис. 2. Частотный дискриминатор с использованием линии задержки

Fig. 2. Frequency discriminator with the use delay line

Работает устройство следующим образом. Входной сигнал делится на две равные по мощности части, причем первая часть в свою очередь делится на две равные части и подается через сумматоры на диоды, при этом в одном из каналов включен фазоинвертор, обеспечивающий фазовый сдвиг π . Таким образом, на диоды подаются два противофазных сигнала U_{p1}, U_{p2} (рис.3). Вторая часть предварительно проходит через линию задержки, делитель мощности, и также подается через сумматоры на диоды (U_{s1}, U_{s2}). На выходе ФД включен операционный усилитель, формирующий сигнал, пропорциональный разности напряжений на диодах. Зависимость выходного напряжения ФД от частоты представляет собой периодическую функцию (рис.3). С целью однозначности измерений их необходимо проводить в полосе частот монотонного изменения выходного напряжения ФД между его экстремальными значениями, соответствующими, например, частотам f_1 и f_2 . Достоинством представленной конструкции является то, что величину диапазона измерений $\Delta f = f_2 - f_1$ можно выбрать за счет выбора длины линии задержки l :

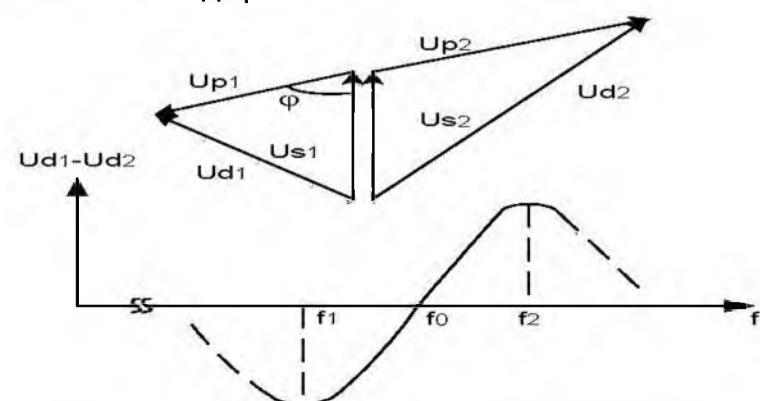


Рис. 3. Частотная характеристика дискриминатора
Fig. 3. Discriminator frequency response

$$\Delta f = cl(2\epsilon^{1/2}l),$$

где c – скорость света, а ϵ – диэлектрическая проницаемость изоляции линии задержки. Также можно

определить и центральную частоту диапазона измерений f_0 :

$$f_0 = ((n+1/2)c)/(2\epsilon^{1/2}l),$$

где $n = 0, 1, 2, \dots$

Кроме того, преимуществом предложенной конструкции является также возможность привязки нуля частотного дискриминатора к средней точке диапазона измерения (частота f_0) за счет фазовращателя 7.

Вариант предлагаемой конструкции (рис.4) был опробован в диапазоне $f_1 = 26$ МГц, $f_2 = 34$ МГц.

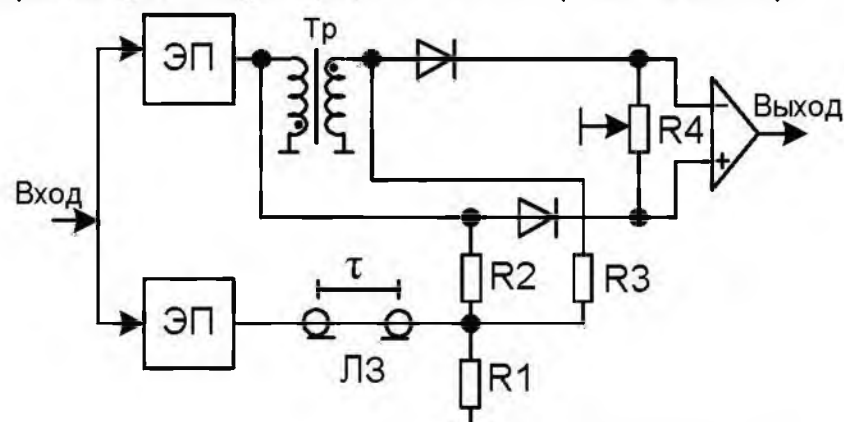


Рис. 4. Экспериментальный частотный дискриминатор.

Fig. 4. Experimental frequency discriminator

При этом линия задержки была выполнена на кабеле РК-50 с тефлоновой изоляцией. Ее длина составляла порядка 12,5м. В качестве согласующих и развязывающих устройств на входе частотного дискриминатора применялись эмиттерные повторители (ЭП), а фазоинвертор был выполнен на высокочастотном трансформаторе.

Аналогичное построение частотного дискриминатора можно применить в СВЧ диапазоне. В этом случае, например, для обеспечения ширины полосы измерений $\Delta f = 1$ ГГц, длина линии задержки, выполненной на коаксиальном кабеле, должна составлять порядка 0,1м.

III. Заключение

Описанное устройство может быть применено для наблюдения и измерения зависимости частоты генератора, управляемого напряжением, от времени при ее дискретном переключении.

IV. Список литературы

- [1] Boyd D. Design Consideration Drift (PTD) Reduction in Modern VCO Subsystem // Microwave Journal.- 1986.- №12.- P. 121-130.

FREQUENCY DISCRIMINATOR FOR THE DEVICE OF A FREQUENCY SWITCHING TIME MEASUREMENT

Katok V. B., Koshman E. M., Manko A. A.
State University of Communication Technology
SE CLC, Solomenskaya str., 7a, Kiev 03110, Ukraine
tel: 248-8592, e-mail: Katok@ukrpack.net

Abstract – It is offered the design of frequency discriminator allowing to define process of frequency switching in UHF oscillators with electronic frequency tuning.

I. Introduction

As is known, one of the major characteristics of voltage controlled oscillators (VCO), is the character of frequency dependence on time at switching [1]. At a small value of frequency range it is possible to use a resonator (fig. 1). Here 1 - VCO; 2 - resonator; 3 - detector; 4 - oscilloscope. Thus f_n - initial, and f_k - final frequency rate at switching.

Absence of frequency discriminator of such type is rather narrow bandwidth of operation frequencies. In this connection the application of methods which are not using in frequency discriminators resonance elements is subject of interest.

II. Main Part

With the purpose of above-stated deficiency elimination the construction was offered, which structure instead of a resonance element included a delay line, operating in the phase detector circuit (PD). In a fig. 2 the block-diagram of an offered construction is submitted. Here 1, 2, 10 - power dividers; 5,6 - adders of power; 3 - phase inverter; 4 delay lines; 7 - phase shifter; 8,9 - detector diodes; OA - operational amplifier. The device as follows works. The input signal is divided on two parts, equal on power, and the first part is in turn divided on two identical parts and moves through adders on diodes, thus in one of channels the phase inverter ensuring phase shift π is switched on. Thus, on diodes are two non-inphase signal U_{p1} , U_{p2} (fig. 3). The second part previously passes through a delay line, power divider, and also moves through adders on diodes (U_{s1} , U_{s2}). The dependence of an output voltage PD from frequency represents periodic function (fig. 3). A benefit of an introduced construction is that value of a measurement range $\Delta f = f_2 - f_1$ it is possible to choose at the expense of a delay line length choice l :

$$\Delta f = c/(2\epsilon^{1/2}l),$$

where c - velocity of light, ϵ - dielectric factor of delay line insulation. Also it is possible to define and center frequency of a measurement range f_0 :

$$f_0 = ((n+1/2)c)/(2\epsilon^{1/2}l),$$

where $n = 0, 1, 2$

The variant of an offered construction (fig. 4) was tested in a range $f_1 = 26$ MHz, $f_2 = 34$ MHz. Thus the delay line was executed on a coaxial cable with teflon insulation. Its length was about 12,5m.

III. Conclusion

The described device can be applied for measurement of the frequency dependence of the voltage controlled oscillator from time at its discrete switching.

МОДИФИКАЦИЯ КОМПЛЕКСНОГО МЕТОДА УСЛОВНОЙ ОПТИМИЗАЦИИ БОКСА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ РАЗМЕРОВ ЗАМЕДЛЯЮЩИХ СИСТЕМ ПО ЗАДАНЫМ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ

Савин А. Н., Шараевский Ю. П., Тимофеева Н. Е.
Саратовский государственный университет
ул. Московская, д.155, Саратов - 410012, Россия
Тел.: +7(8452) 516947; e-mail: savinan@info.sgu.ru

Аннотация – Представлены результаты разработки эффективного метода поиска глобального экстремума для решения задачи определения размеров замедляющей системы типа цепочки связанных резонаторов по заданным электродинамическим характеристикам или эквивалентным параметрам. Приведены результаты определения размеров замедляющей системы по заданным дисперсии и сопротивлению связи.

I. Введение

Оптимизация характеристик приборов СВЧ при их проектировании является важной задачей. Значительное количество работ посвящено, например, повышению эффективности ЛБВ О-типа путём изменения фазовой скорости по длине лампы [1, 2]. В [2] приведены методы определения оптимальных электродинамических характеристик (ЭДХ) замедляющих систем (ЗС) ЛБВ, основанные на решении задачи оптимизации взаимодействия электронного потока с ЗС, представленной цепочкой эквивалентных многополюсников. При этом остается до конца не решенной задача перехода от полученных оптимальных эквивалентных параметров ЗС к её реальным размерам.

На современном этапе развития вычислительных средств возможно нахождение ЭДХ и, соответственно, эквивалентных параметров ЗС путем прямого решения системы уравнения Максвелла по их известным размерам [3]. Но решение обратной задачи с использованием такого подхода пока затруднено, т.к. требует применения оптимизационных процедур, что, в конечном счете, приводит к большим вычислительным затратам.

Данная задача может быть решена применением регрессионных моделей, построенными по данным численного или физического планируемого эксперимента, адекватно описывающих связь между размерами ЗС и её ЭДХ или эквивалентными параметрами в сочетании с эффективной процедурой поиска экстремума.

Оптимизация размеров волноведущих систем приборов СВЧ осуществляется, как правило, с учетом явных и неявных ограничений, при этом целевая функция (ЦФ) становится многоэкстремальной и возникает задача поиска глобального экстремума. Существующие методы условной оптимизации, как градиентные, так и случайного поиска, не гарантируют решение такой задачи за конечное число итераций [1].

В докладе представлены результаты разработки эффективного метода поиска глобального экстремума для решения задачи определения размеров ЗС типа цепочки связанных резонаторов (ЦСР) по заданным ЭДХ или эквивалентным параметрам.

II. Основная часть

В данном случае задача оптимизации состоит в минимизации функции $f(x)=f(x_1, \dots, x_n)$, где x определя-

ется явными ограничениями $l_j \leq x_j \leq u_j, j=1, \dots, n$, а также неявными ограничениями $g_i(x) \leq b_i, i=1, \dots, m$. В [4] предложено для решения такой задачи использовать простой и удобный комплексный метод Бокса [5]. Однако, т.к. метод применим только к выпуклым ЦФ, то практическое использование алгоритма Бокса применительно к проектированию изделий электронной техники очень часто не дает требуемого результата, а приводит к «заикливанию», что связано со сложным рельефом ЦФ. Предложенные, например, в [4] изменения алгоритма также не исключают этой ситуации.

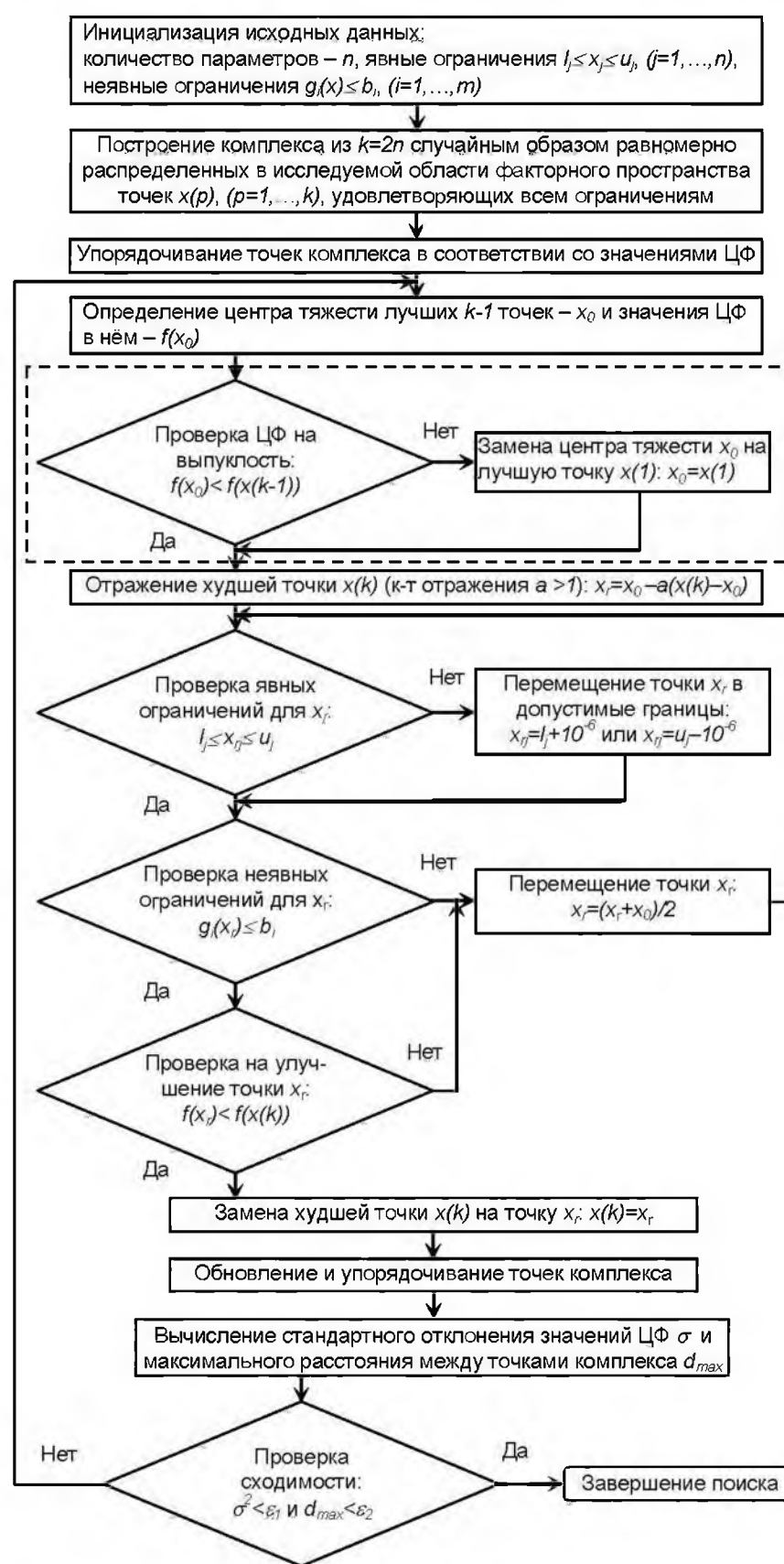


Рис. 1. Блок-схема модифицированного метода Бокса.

Fig.1. Block-diagram of the modified Box method

Авторами осуществлена модификация метода, позволяющая избежать «защипывание», которое, как показало детальное изучение алгоритма, возникает при наличии локальной невыпуклости ЦФ в текущей области изменения оптимизируемых параметров (рис. 1). Для устранения этого эффекта было предложено осуществлять дополнительное исследование ЦФ в точке «центра тяжести» комплекса. В случае выявления локальной невыпуклости, в отличие от [4], движение осуществляется в сторону лучшей точки, что обеспечивает поиск глобального экстремума. Добавленный в исходный алгоритм участок выделен пунктиром (рис. 1).

Изменённый таким образом метод условной оптимизации Бокса был применён для определения размеров ЗС типа ЦСР по известным ЭДХ. При этом задавались дисперсионные характеристики (ДХ) в 6 точках резонаторной и 5 точках щелевой полос пропускания и значение сопротивления связи минус первой пространственной гармоники в середине резонаторной полосы. ЭДХ ЗС моделировались регрессионными соотношениями, полученными по данным планируемого эксперимента. В результате был получен вариант размеров ЗС, ДХ в резонаторной и щелевой полосах, которой представлены на рис. 2 сплошной линией. Отличия ЭДХ от заданных (точки на рис. 2) не превышают 0.3% для резонаторной полосы пропускания и 1.1% для щелевой, а для сопротивления связи составляют 3.4%.

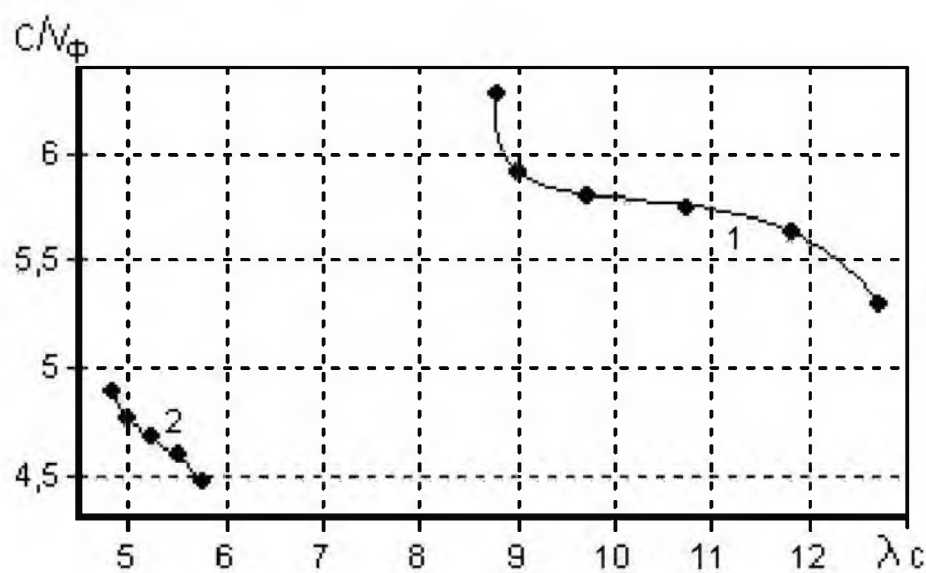


Рис. 2. Дисперсионные характеристики ЗС в резонаторной (1) и щелевой полосах (2) пропускания.

Fig. 2. Dispersion characteristics of slow wave structure in resonant (1) and slot-hole (2) passbands

III. Заключение

Таким образом, предложенные изменения комплексного метода Бокса позволяют повысить его надёжность при многоэкстремальном характере ЦФ и, соответственно, использовать при оптимизации СВЧ приборов.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (грант № 04-02-16296), программы Минобразования РФ "Университеты России" (грант № УР.01.01.052).

IV. Список литературы

- [1] Аксенчик А. В., Кураев А. А. Мощные приборы СВЧ с дискретным взаимодействием (теория и оптимизация). – Минск: Вестпринт, 2003. – 376 с.

- [2] J. D. Wilson, "Design of high-efficiency wide-bandwidth coupled-cavity traveling-wave tube phase velocity tapers with simulated annealing algorithms," IEEE Trans. Electron Devices. Vol. 48, pp. 95-100, Jan. 2001.
- [3] Григорьев А. Д., Янкевич В. Б. Резонаторы и резонаторные замедляющие системы СВЧ: Численные методы расчета и проектирования. – М: Радио и связь – 1984. – 248 с.
- [4] Сухоруков И. В. Программа оптимизации без производных комплексным методом Бокса // Электронная техника. Сер.1, Электроника СВЧ. – 1988. – Вып.10. – С. 58-60.
- [5] Банди Б. Методы оптимизации. – М.: Радио и связь, 1988. – 128 с.

MODIFICATION OF COMPLEX CONDITIONAL OPTIMIZATION METHOD BY BOX FOR DEFINITION OF SLOW WAVE STRUCTURE SIZES USING GIVEN ELECTRODYNAMIC CHARACTERISTICS

Savin A. N., Sharaevsky Yu. P., Timofeeva N. E.
Saratov State University

155, Moskovskaya street, Saratov – 410012, Russia
phone: +7(8452) 516947
e-mail: savinan@info.sgu.ru

Abstract – The results of development of an effective search method of a global extremum for the decision of a problem of definition of the slow wave structure sizes such as a coupled cavity chain on the given electrodynamic characteristics or equivalent parameters are presented. Results of definition the slow wave structure sizes on given dispersion and interaction impedance are adduced.

I. Introduction

Optimization of characteristics of the microwave devices at their designing is the important problem [1]. The given problem can be solved by using of regression models that constructed according to the numerical or physical planned experiment, adequately describing connection between slow wave structure (SWS) sizes and its electrodynamic characteristics (EDC) or equivalent parameters in a combination with effective extremum search procedure.

In the paper the results of development of an effective search method of a global extreme for the decision of a problem of definition of SWS sizes such as a chain of connected resonators (CCC) on given EDC or on equivalent parameters are presented.

II. Main Part

Authors carry out modification of a complex method of the conditional optimization created by Box [5], that allow to avoid the "looping" arising in case of local non-prominence of the criterion function (CF) in the current area of change of parameters (fig. 1). For elimination of this effect it was offered to implement additional research CF in a point of "centre of gravity" of a complex. In case of detection of local non-prominence, as against [4], movement is carry out aside the best point that should provide search of a global extremum. The added part in source algorithm is mark out by dash-line (fig. 1).

The method of conditional optimization created by Box changed thus has been applied for definition of SWS sizes such as CCC on known EDC (fig. 2).

III. Conclusion

Thus, the offered changes of a complex method created by Box allow to increase its reliability at multiextremal character CF and, accordingly, to use for optimization of the microwave devices.

ДИАГНОСТИКА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ДВУСЛОЙНЫХ СТРУКТУР С ПОМОЩЬЮ ОТКРЫТЫХ РЕЗОНАТОРОВ В МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ ДЛИН ВОЛН

Афонин Д. Г., Канунов Е. Р.
 Физический факультет МГУ им. М. В. Ломоносова
 Россия, Москва, 119992, ГСП-2, Ленинские Горы
 тел. (095)939-2094, e-mail: afonin@phys.msu.su

Аннотация – Приведены методики измерения СВЧ-параметров двухслойных структур – диэлектрической проницаемости (ϵ) и тангенса угла потерь ($\text{tg } \delta$), с использованием открытых резонаторов. Методики основаны на измерении характеристик открытого резонатора – добротности и резонансной частоты при внесении исследуемого образца в резонансный объем.

I. Введение

Открытые резонаторы (ОР) являются эффективными устройствами для измерения СВЧ-характеристик диэлектриков (особенно в миллиметровом диапазоне, где их размеры являются наиболее оптимальными для проведения эксперимента). Известен ряд работ [1 – 5], где с помощью различных методик ОР использовались для измерения ϵ и $\text{tg } \delta$ диэлектрических материалов.

II. Основная часть

В данной работе предлагаются методики измерения ϵ и $\text{tg } \delta$ в ОР применительно к двухслойным структурам.

Схема экспериментальной установки приведена на рис. 1.

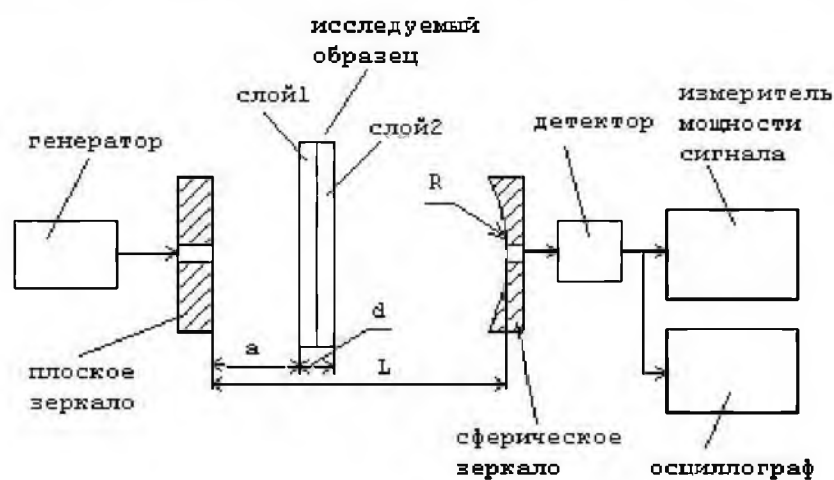


Рис. 1. Схема экспериментальной установки.

Fig. 1. Scheme of the experimental device

Образец, представляющий собой плоскопараллельную двухслойную структуру, размещался в объеме ОР, состоящего из плоского и сферического металлических зеркал, вблизи плоского зеркала. Через отверстие связи (в плоском зеркале) с СВЧ-генератора на вход ОР подавался сигнал с длиной волны 4..6 мм. С выхода ОР, через другое отверстие связи (в сферическом зеркале), сигнал, после предварительного детектирования, поступал на устройства индикации, – цифровой вольтметр и осциллограф, с помощью которых регистрировался коэффициент передачи.

Методика измерений состояла в настройке ОР в резонанс на основном типе колебаний ($00q$), (где q – количество полуволн вдоль оси ОР), который идентифицировался по наблюдению на экране осциллографа распределения электромагнитного поля в ОР с помощью методики пробного тела.

На первом этапе осуществлялось измерение только ϵ_1 и $\text{tg } \delta_1$ слоя 1, т.е. однослойной структуры, – в соответствии с методикой, изложенной в [4]. Здесь и в дальнейшем предполагалось, что толщины каждого из слоев d_1 и d_2 известны. И лишь затем, на втором этапе в ОР помещалась двухслойная структура, с предварительно измеренными параметрами слоя 1, и осуществлялось измерение параметров слоя 2. (Подобная методика может быть применена, например, при измерении ϵ и $\text{tg } \delta$ различного рода тонких пленок (слой 2), нанесенных на подложку (слой 1), с заранее измеренными диэлектрическими параметрами.

Процедура измерения ϵ_1 однослойной структуры заключалась в следующем. Пустой ОР настраивался в резонанс на основном типе колебаний. Затем в ОР помещался однослойный образец (слой 1), – вблизи плоского зеркала, и, путем перемещения плоского зеркала, ОР опять настраивался в резонанс. При этом фиксировалось смещение сферического зеркала ΔL .

Известно, что для данного типа ОР справедлива следующая формула [3]:

$$\Delta L = \frac{\frac{\varphi}{2} - k(a + d_1)}{k - \frac{1}{2\sqrt{L(R-L)}}} \quad (1)$$

где: φ – фаза коэффициента отражения от однослойной структуры;

k – волновое число;

a – расстояние между образцом и плоским зеркалом;

d_1 – толщина образца;

L – расстояние между зеркалами при отсутствии образца;

R – радиус сферического зеркала.

По ряду снятых значений ΔL , при варьировании расстояния (a) между образцом и плоским зеркалом, строилась (путем аппроксимации) зависимость $\Delta L(a)$, и определялась величина ΔL_{max} .

Путем соответствующих преобразований из формулы (1) можно получить уравнение, для ΔL_{max} , связывающее его с ϵ_1 :

$$\Delta L_{\text{max}} = \frac{(S+1)\pi - kd - 2\text{arctg} \left[\frac{\text{ctg} \left(\frac{kd\sqrt{\epsilon}}{2} \right)}{\sqrt{\epsilon}} \right]}{k - \frac{1}{2\sqrt{L(R-L)}}} \quad (2)$$

где: S – целое число (0, 1, 2...).

Подставляя в это уравнение измеренное значение ΔL_{\max} , – рассчитывалась величина ϵ_1 слоя 1.

Затем осуществлялось определение $\text{tg } \delta_1$ слоя 1 при помощи следующей формулы [4]:

$$Q_n = \frac{2\pi q + f_0 \frac{\partial \varphi}{\partial f} - \varphi}{1 - |r|^2 (r_1)^2} \quad (3)$$

где: f_0 – резонансная частота;

r – коэффициент отражения от однослойной структуры;

r_1 – коэффициент отражения от сферического зеркала.

Для вычисления $\text{tg } \delta$ измерялись: нагруженная добротность пустого ОР; резонансная частота (f_0); расстояние между зеркалами (L); минимальная величина нагруженной добротности ОР с образцом (слой 1) (эта величина определялась путем преобразований формулы (2)). Добротность рассчитывалась по ширине резонансной кривой.

Значения $\text{tg } \delta_1$ получались, т.о., при решении неявного уравнения, содержащего в себе $Q_{n \min}$ и $\text{tg } \delta_1$ при известных значениях d_1, d_2, ϵ_1 .

На втором этапе, в ОР помещалась двухслойная структура, и с использованием измеренных значений ϵ_1 и $\text{tg } \delta_1$ слоя 1, осуществлялось определение ϵ_2 и $\text{tg } \delta_2$ слоя 2.

Измерение ϵ_2 осуществлялось при использовании уравнения (1), с учетом изменения отдельных параметров: при этом φ – являлось фазой коэффициента отражения от двухслойной структуры; d_1 соответствовало толщине двух слоев.

Далее, решение уравнения (1), т. е. ΔL_{\max} относительно ϵ_2 , проводилось графически на компьютере. Для этого строился график ΔL_{\max} от ϵ_2 при фиксированных d_1, d_2, ϵ_1 и по измерениям ΔL_{\max} находилось ϵ_2 .

Измерение $\text{tg } \delta_2$ осуществлялось аналогично, с использованием уравнений (2) и (3), с учетом измеренных значений $\epsilon_1, \epsilon_2, \text{tg } \delta_1$. Величина $\text{tg } \delta_2$ находилась графически, для чего на компьютере рассчитывался график зависимости минимальной добротности $Q_{n \min}$ от $\text{tg } \delta_2$ при фиксированных параметрах $d_1, d_2, \epsilon_1, \epsilon_2, \text{tg } \delta_1$ – и по измеренным значениям $Q_{n \min}$ определялся $\text{tg } \delta_2$.

Точность измерений значений ϵ и $\text{tg } \delta$ для однослойных структур составляет – $\Delta \epsilon = (3-5) \%$; $\Delta \text{tg } \delta = (10-30) \%$; для двухслойных структур – $\Delta \epsilon = (8-15) \%$; $\Delta \text{tg } \delta = (30-50) \%$. (Данные значения приведены для исследуемых материалов с величинами потерь $\text{tg } \delta < 0,01$).

III. Заключение

Таким образом, в работе приведены методики бесконтактного определения диэлектрических параметров (ϵ и $\text{tg } \delta$) двухслойных структур в миллиметровом диапазоне длин волн. Погрешности при получении этих параметров могут быть значительно уменьшены при повышении точности в измерении резонансной частоты и добротности ОР.

IV. Список литературы

- [1] Прозорова Л. А., Маненков П. П. Применение открытого резонатора в магнитном радиоспектрометре. В сб. Электроника больших мощностей, 1968, М. Наука, с.59-63.
- [2] Афонин Д. Г. Диагностика пленочных структур. Тезисы докладов I Всесоюзной конференции "Физические проблемы волоконно-оптической связи", 1990, Севастополь, с.105.
- [3] Афонин Д. Г., Алексеев Ю. А., Костиенко А. И. О возможности простого расчета спектра резонансных частот открытого резонатора с плоскостроистой структурой. Вестник Московского Университета, сер. физика-астрономия, 1977, N3, с.87-91.
- [4] Алексеев Ю. К., Афонин Д. Г., Костиенко А. И. Расчет добротности открытого резонатора с многослойной структурой. Вестник Московского Университета, сер. физика-астрономия, 1981, т.22, N6, с.74-76.
- [5] Афонин Д. Г. Открытые резонаторы в применении к диагностике твердого тела. Известия РАН, 1999, т.63, N10, с.1992-1997.

DIAGNOSTICS OF DIELECTRIC PARAMETERS OF TWO-LAYER STRUCTURES BY MEANS OF OPEN RESONATORS IN THE MILLIMETER WAVE-BAND

Afonin D. G., Kanunov E. R.

Moscow State University, Faculty of Physics
Leninskie Gory, GSP-2, 119992, Moscow, Russia
Ph.: (095) 939-2094, e-mail: afonin@phys.msu.ru

Abstract – The principles of measurement of UHF-parameters of two-layer structures: the dielectric permittivity (ϵ) and the loss tangent ($\text{tg } \delta$) using open resonators are presented. These principles are based on the measurement of open resonator characteristics – the Q-factor and the resonance frequency – when putting the sample under investigation into the resonance volume.

ВЛИЯНИЕ ОРТОБОРНОЙ КИСЛОТЫ НА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКУЮ ПРОНИЦАЕМОСТЬ ТЕПЛОСИТЕЛЯ – ЗАМЕДЛИТЕЛЯ ВВЭР

Величко Д. А., Одноволик Е. В., Роечко А. Н.
 Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины
 ул. Акад. Проскуры, 12, Харьков 61085, Украина
 Тел. (057) 7448343; e-mail rk@ire.kharkov.ua

Аннотация - Приведены результаты экспериментально-го исследования диэлектрической проницаемости водного раствора ортоборной кислоты (H_3BO_3) в сантиметровом и миллиметровом диапазонах радиоволн.

I. Введение

Совершенствование существующих и разработка новых контрольно-измерительных устройств, предназначенных для атомной энергетики, необходимы по многим причинам, это отмечается рядом организаций, в том числе теми, которые отвечают за безопасные условия эксплуатации [1]. К таким устройствам относятся средства контроля утечки замедлителя-теплоносителя из первого контура водо-водяного энергетического реактора (ВВЭР). Создание новых устройств контроля должно базироваться на новых физических принципах, к которым в атомной энергетике можно отнести радиофизические методы и закономерности.

Замедлитель-теплоноситель представляет собой водный раствор ортоборной кислоты (H_3BO_3), которая добавляется для коррекции медленно меняющихся эффектов реактивности в первом контуре [2]. Утечка замедлителя-теплоносителя из реактора возникает под воздействием высокого давления и температуры в первом контуре реактора. Продукты утечки содержат, в основном, воду, в них присутствует также ортоборная кислота. Эти продукты утечки могут обнаруживаться радиофизическими методами, использующими отличия радиофизических характеристик изменившейся газовой среды от стандартной. Аналогичные методы применяются давно с целью определения изменений коэффициента преломления тропосферы под воздействием паров воды.

Радиофизические методы обнаружения и измерения концентрации паров воды основаны на измерении диэлектрической проницаемости. При разработке устройств контроля утечки из реактора, основанных на радиофизических принципах, представляют интерес диэлектрические характеристики замедлителя-теплоносителя. В первую очередь необходимо определить, как изменяются диэлектрические характеристики воды под воздействием добавок ортоборной кислоты, поскольку вода является главной составной частью замедлителя-теплоносителя и наиболее изученной средой.

Для экспериментальных исследований были выбраны волны 3,2 см, 8 мм и 5 мм в связи с тем, что именно на этом участке, в соответствии с теорией Дебая, происходит значительное изменение вещественной и мнимой частей диэлектрической проницаемости воды [3]. В модели влияния паров воды на диэлектрическую проницаемость газовой смеси обычно [3] используются результаты исследований чистой воды и воды с примесями различных солей. В данном случае задачей являются исследования водного раствора ортоборной кислоты с концентрациями, которые охватывают используемые в ВВЭР. Выбор газообразной или жидкой фазы вещества для экспериментов

был сделан по соображениям контроля: состав водного раствора легче контролировать.

II. Основная часть

Исследование диэлектрической проницаемости выполнялось давно разработанным и хорошо себя зарекомендовавшим методом [4]. При этом по результатам измерения определяется эквивалентная нормированная проводимость $Y/Y_0 = G + jB$ неоднородности в волноводе, которая вносится цилиндрическим диэлектрическим стержнем, устанавливаемым в центре широкой стенки волновода параллельно вектору напряженности электрического поля распространяющейся в волноводе волны H_{10} . С одной стороны диэлектрического стержня на фиксированном расстоянии $(2k+1)\lambda_g/4$ от его оси располагался измерительный зонд, с другой – короткозамыкающий поршень (см. рис.1).

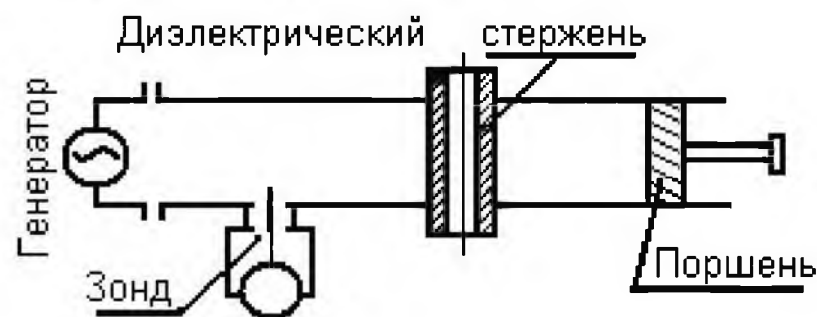


Рис. 1. Схема измерительной секции.

Fig. 1. Measuring section scheme

В качестве диэлектрического стержня использовались фторопластовые капилляры. Для уменьшения погрешности измерений соотношение диаметра диэлектрического стержня d и широкой стенки волновода a выбиралось согласно рекомендациям [4] в пределах $d/a \approx 0,07 \div 0,08$.

Вещественную и мнимую часть комплексной диэлектрической проницаемости исследуемого материала $\epsilon = \epsilon' + j\epsilon''$ можно определить по соотношениям [4]

$$\begin{aligned} \epsilon' &= 1 + \left[2(\lambda_0/\pi d)^2 + 0,5 \right] \cdot \left[u / (u^2 + v^2) \right], \\ \epsilon'' &= \left[2(\lambda_0/\pi d)^2 + 0,5 \right] \cdot \left[v / (u^2 + v^2) \right], \end{aligned} \quad (1)$$

где

$$\begin{aligned} u &= 2\Sigma - 1,75 + \ln(4a/\pi d) + (2\lambda_g/\pi d) \left[B / (B^2 + G^2) \right], \\ v &= (2\lambda_g/a) \left[G / (B^2 + G^2) \right], \end{aligned}$$

$$\Sigma = \sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} \left[1 / \sqrt{n^2 - (2a/\lambda_0)^2} - 1/n \right]$$

λ_0, λ_g – длина волны в свободном пространстве и в волноводе соответственно.

ORTOBORON ACID INFLUENCE ON DIELECTRIC PERMITTIVITY OF COOLANT MODERATOR OF WMWCPR

Velichko D. A., Odnovolik E. V., Roenko A. N.

Usikov Institute of Radiophysics and Electronics NAS of Ukraine

Ac. Proskura St.12, Kharkov 61085, Ukraine

Phone: (057) 7448343; e-mail rk@ire.kharkov.ua

Abstract – Results of experimental study of permittivity of orthoboron acid (H_3BO_3) water solution in centimeter and millimeter wave ranges are presented.

I. Introduction

Design of new sensors for measuring leakage of coolant moderator from the primary coolant circuit of water-moderated water-cooled power reactors (WMWCPR) are based on the new principles, which have not been used earlier in atomic power industry, for example, on the radiophysical methods and relationships. In order to detect leakage products, one can use changes in radiophysical parameters of gas medium caused by impurity concentration increase. The similar methods are widely used for measuring troposphere refraction factor with respect to the water vapor concentration.

With coolant leakage, water and orthoboron acid vapor concentration increase in the reactor compartment. Therefore, in order to use radiophysical methods, it is necessary to know how H_3BO_3 admixtures influence dielectric characteristics of water. The main goal of this work is to investigate orthoboron acid water solution with concentration values used in WMWCPR.

II. Main part

The permittivity has been studied using a well known and reliable technique [4]. The normalized conductivity $Y/Y_0 = G + jB$ for a waveguide inhomogeneity caused by a dielectric cylindrical rod has been determined from the measurement results. The rod was centered with respect to the waveguide wide side in parallel to the dielectric intensity vector. Fluoroplastic capillaries have been used as dielectric rods. The capillary diameter d was chosen within the limits $d/a \approx 0,07 \div 0,08$, where a is the waveguide wide side.

Real and imaginary parts of permittivity $\epsilon = \epsilon' + j\epsilon''$ for the substance under study can be determined from relations in [4].

The measurements were conducted with the help of slotted lines in 3.2 cm, 8 mm, and 5 mm wave ranges at the temperature of 20°C. The capillary was sequentially filled with distilled water and orthoboron acid water solution of different concentration. The measurement errors were about 1±2% for ϵ' and 5±7% for ϵ'' . The results obtained are presented in Table 1. As evident from this Table, for all wave lengths, the higher is H_3BO_3 concentration value, the lower is permittivity real part ϵ' . Similar dependence has been observed for the permittivity imaginary part ϵ'' , however this reduction is within the limits of the measurement accuracy.

III. Conclusion

The measurement results in centimeter and millimeter wave ranges have shown that the real part of permittivity of orthoboron acid water solution with the concentrations up to 10% decreases insignificantly as the concentration increases, while reduction of imaginary part of permittivity is within the limits of the measurement accuracy.

Проводимость B определяется по перемещению Δx короткозамыкающего поршня при измерении положения минимума без образца и с образцом $B = tg(2\pi \cdot \Delta x / \lambda_g)$, проводимость G – по соотношению токов в максимуме I_{max} без образца и в минимуме I_{min} с образцом $G = (\sqrt{I_{max}/I_{min}} - 1)^{-1}$.

Измерения проводились с использованием измерительных линий P1-28, P1-31 и P1-40 при 20°C. Для измерений в каждом диапазоне использовались специально изготовленные волноводные секции с капилляром соответствующего сечения. Капилляр последовательно заполнялся дистиллированной водой и водным раствором H_3BO_3 разной концентрации. Ошибки измерений ϵ' составили $\approx 1,0 \div 2,0\%$, а ϵ'' – $\approx 5 \div 7\%$. Результаты измерений приведены в таблице 1.

Таблица 1. Диэлектрическая проницаемость чистой воды и водного раствора H_3BO_3

Table 1. Distilled water and H_3BO_3 water solution permittivity values

		$\lambda = 32$ мм		$\lambda = 8$ мм		$\lambda = 5$ мм	
		ϵ'	ϵ''	ϵ'	ϵ''	ϵ'	ϵ''
Вода	Расчет	60,4	33,6	15,9	27,0	9,4	18,6
	Измерение	59,8	32,9	15,7	26,8	9,2	18,4
Раствор H_3BO_3 (измерение)	1%	59,2	31,8	15,2	26,1	9,0	18,1
	5%	58,4	31,3	14,9	25,7	8,5	17,7
	10%	57,6	30,6	14,5	25,1	8,1	17,2

Как видно из таблицы, экспериментальные значения диэлектрической проницаемости воды были ниже расчетных величин, что может объясняться ее недостаточной очисткой. При повышении концентрации ортоборной кислоты в растворе на всех частотах происходило незначительное снижение вещественной компоненты диэлектрической проницаемости ϵ' , величина ϵ'' также снижается при увеличении концентрации, однако это снижение было в пределах точности измерений.

III. Заключение

Результаты исследований в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн показали, что вещественная часть диэлектрической проницаемости водного раствора ортоборной кислоты с концентрациями до 10% незначительно снижается при повышении концентрации. Снижение величины мнимой компоненты диэлектрической проницаемости находилось в пределах точности эксперимента.

IV. Список литературы

- [1] Обзор методов, использующихся для определения объемов утечек. Измерения для защитных оболочек реакторов ВВЭР 440/230 и ВВЭР 440/213. - IAEA-VVVER-SC-149, Вена, май 1995.
- [2] Петросьянц А. М. Ядерная энергетика. М.; Наука, 1981, 272 с.
- [3] Андреев Г. А. Отражение и рассеяние миллиметровых волн земными покровами. Зарубежная радиоэлектроника, №9, 1980, с. 3 – 32.
- [4] Радин Ю. П. Об одном методе измерения диэлектрической проницаемости в сантиметровом диапазоне. Изв. ВУЗов, Радиофизика, 1958, 1, №5-6, с. 177-179.

ИЗМЕРЕНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВОЛНОВОДНОЙ БРЭГГОВСКОЙ СТРУКТУРЫ

Олейник В. В., Макаров Д. Г., Данилов В. В.

Радиофизический факультет, Киевский национальный университет имени Тараса Шевченко
пр. Глушкова 2/5, Киев-03022, Украина
тел. +38(044) 566 0551, e-mail: oliyuk@upiv.kiev.ua

Аннотация – Предложена методика измерения диэлектрической проницаемости материалов при использовании одномерных периодических структур миллиметрового диапазона длин волн

I. Введение

Одним из наиболее перспективных направлений в современной физике оптических материалов является исследование микроструктур с фотонной запрещенной зоной. Наиболее простым объектом этого класса является одномерное распределенное диэлектрическое зеркало (брэгговский отражатель). Оно образовано чередованием слоев с различными показателями преломления и характерными толщинами, удовлетворяющими резонансному условию Брэгга [1]. В спектре пропускания такой микроструктуры появляется частотная область, запрещенная для распространения электромагнитной волны – фотонная запрещенная зона. Локальное изменение любого параметра такой структуры, например, периода чередования слоев или диэлектрической проницаемости одного из слоев, приводит к образованию дефекта в строгой пространственной периодичности структуры и позволяет получить узкий пик пропускания в области запрещенной зоны.

Предлагается использовать фазочувствительные свойства пика пропускания для определения диэлектрической проницаемости (ДП) различных материалов СВЧ диапазона.

II. Основная часть

Помещая в периодическую структуру дефект с разным, но известным значением ДП и фиксируя частотное положение пика пропускания, возможно получить калибровочную кривую для измерения диэлектриков с неизвестным значением ϵ_{DEF} .

Для демонстрации возможности по определению ДП был проведен расчет периодической структуры с количеством периодов 9 и состоящей из пенопласта ($\epsilon_1 = 1.1$, толщина – 4.5мм) и поликора ($\epsilon_2 = 9.8$, толщина – 0.5мм), в которой центральный слой поликора заменялся слоем той же толщины, но с другим значением ДП [2].

При замене центрального слоя поликора просто воздушной прослойкой ($\epsilon_{DEF} = 1$, толщина – 0.5мм) в запрещенной зоне периодической структуры возникает пик пропускания на частоте $f_{RES}(\epsilon_{DEF} = 1) = 27.4 ГГц$. При увеличении ДП дефектного слоя резонансный пик пропускания смещается к низкочастотной границе запрещенной зоны ($f_{\text{гп}} = 25.5 ГГц$), достигая ее при некотором критическом значении ϵ_{DEF} , соответствующем (теоретически) ДП поликора.

Важным выводом, который и доказывает возможность прикладного использования данной методики для измерения ДП материалов, является монотонная зависимость изменения резонансной частоты

пика пропускания от величины ϵ_{DEF} . Таким образом, имея калибровочную кривую $f_{RES}(\epsilon_{DEF})$, определенную для нескольких известных (калиброванных) значений ϵ_{DEF} , можно определить

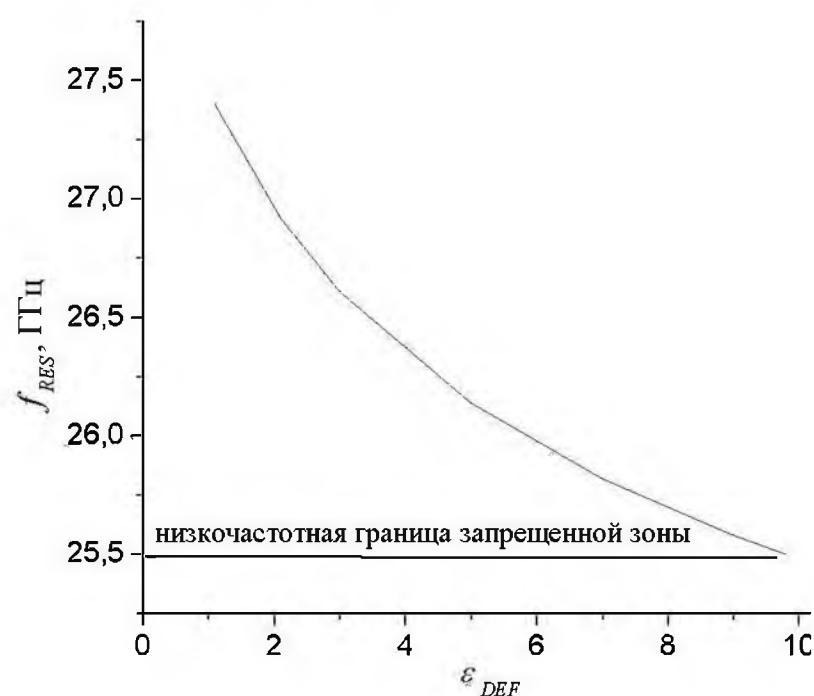


Рис. 1. Положение пика пропускания в зависимости от ДП материала дефектного слоя.

Fig. 1. Gating peak position vs. dielectric permeability of defect layer material

ДП неизвестного материала, зная положение его пика пропускания на АЧХ периодической структуры.

С первого взгляда, присутствие критического значения ДП дефектного слоя как бы ограничивает набор материалов, которые могут быть исследованы с помощью предложенной методики. Но, на самом деле, обойти указанную проблему можно очень просто:

1. За счет использования в периодической структуре слоев с достаточно большим значением ДП ϵ_2 больше, чем ϵ измеряемого материала, т.е. $\epsilon_{DEF} \leq \epsilon_2$.

2. За счет внесения дополнительного сдвига фаз в области дефектного слоя путем увеличения или уменьшения его периода. Это позволит поместить пик пропускания в область высокочастотного края запрещенной зоны, чем существенно расширит диапазон измеряемых материалов. Этот подход к построению калибровочной кривой был использован в дальнейших экспериментальных исследованиях, поскольку он является более универсальным.

III. Результаты эксперимента

Измерения коэффициента ослабления структуры L проводились в 8-мм диапазоне (26-37)ГГц в стандартном прямоугольном волноводе сечением 7.2x3.4мм с использованием измерителя КСВН Р2-65 в режиме измерения коэффициента ослабления. Исследуемая микроструктура полностью заполняла

волновод в поперечном сечении и состояла из 6 пар чередующихся слоев пенопласта ($\epsilon_1 = 1.1$, толщина $d_1 = 4.5$ мм) и диэлектрика ($\epsilon_2 = 9.8$, толщина $d_2 = 0.5$ мм). Дополнительный набег фазы осуществлялся на слое пенопласта толщиной 6мм. Результаты эксперимента представлены на рис.2.

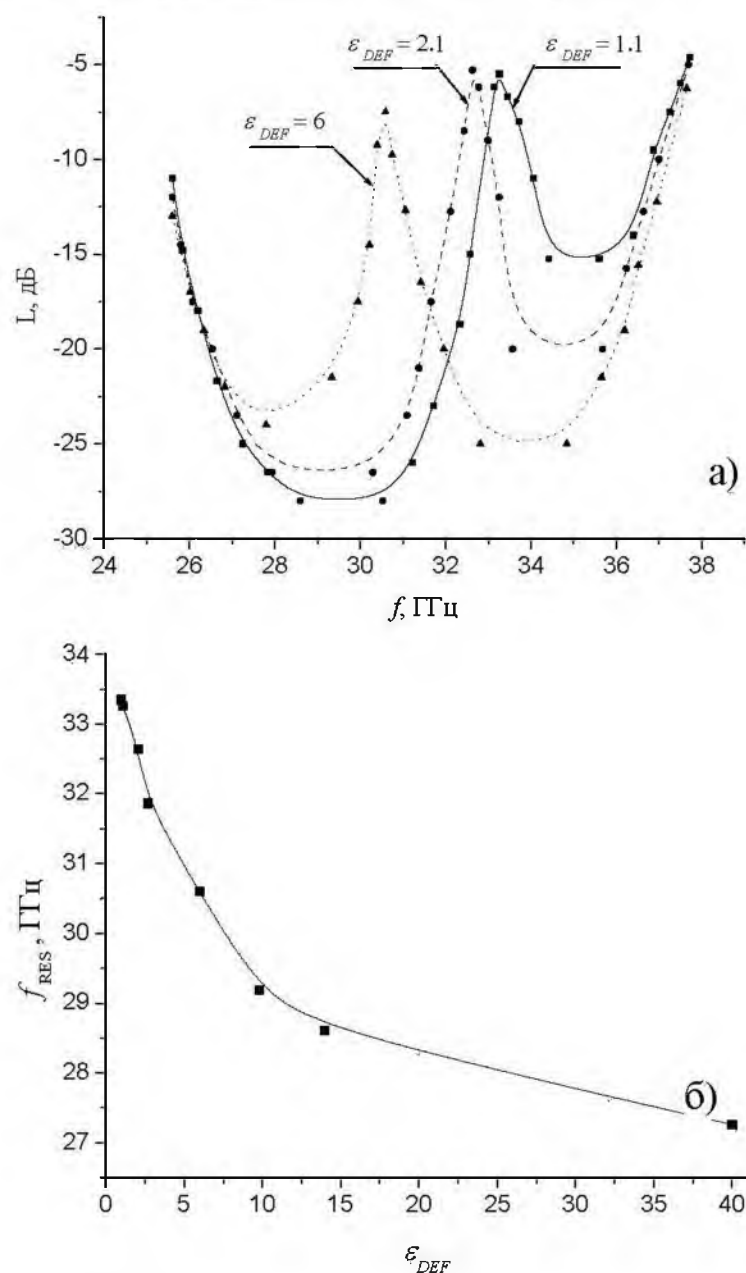


Рис. 2. Характерная АЧХ брэгговской структуры с дефектом (а) и изменение спектрального положения пика пропускания от величины ϵ_{DEF} (б)

Fig. 2. Typical amplitude-frequency response of Bragg structure with defect (a) and change of spectral position of gating peak vs. value of ϵ_{DEF} (б)

Пользуясь полученной калибровочной кривой (рис.2б), нами определено значение ДП монокристаллической пластинки бариевого феррита $BaFe_{12}O_{19}$: $\epsilon_{BF} = 13.3$ ($f_{RES}(БФ) = 28.72$ ГГц).

IV. Заключение

В работе предложен простой и достаточно чувствительный метод измерения диэлектрической проницаемости материалов. Метод основан на использовании фазочувствительных свойств пика пропускания в запрещенной зоне распределенной брэгговской структуры миллиметрового диапазона, помещенной в волновод.

V. Список литературы

- [1] Акиба С., Утака К. Динамические одночастотные полупроводниковые лазеры. -М.: Мир, 1989.
- [2] D. G. Makarov, V. V. Oliynik, V. V. Danilov Analytical study of waveguide bragg structure with phase shift in K-band // Proc. of the Fifth International Young Scientists Conference on Applied Physics. -Kyiv(Ukraine), -2005. -P.45.

DIELECTRIC PERMEABILITY MEASUREMENTS WITH WAVEGUIDE BRAGG STRUCTURE USAGE

Oliynik V., Makarov D., Danilov V.

National Taras Shevchenko University of Kyiv
2/5 Acad. Glushkov Ave., Kyiv, 03127, Ukraine

Ph.+38 (044), 266 0551, e-mail: oliynyk@univ.kiev.ua

Abstract – Usage of waveguide 1D Bragg structures allows proposing the method of the dielectric permeability measurements in 8-mm range of wavelength

I. Introduction

One of the most perspective directions in modern physics is the investigation of dielectric periodical structures with band gap. Periodic structures of such type originally use in optical range as distributed Bragg lattices for creation of feedback in semiconductor lasers, photonic crystals. But recent investigations turned Bragg structures to the microwave region where they can be used as filters with tunable properties. We propose the method based on Bragg structure usage, which allow measuring the dielectric permeability ϵ_{DEF} in K-band.

II. Main Part

Concerning to the result [4] we conclude the opportunity to use distributed Bragg structure with phase shift for definition of the dielectric permeability (DP) of dielectrics K-band. For this purposes the following way is proposed:

1. In certain periodical structure replace one layer onto "defect" layer with well-known value of ϵ_{DEF} . The measurement of amplitude-frequency characteristic gives the spectral position of transmission peak (TP). Repeating the mentioned procedure for some other dielectrics allows construction of calibrating curve. Now the measurements of the TP position of unknown material allow determining the value of its DP.

2. Another opportunity to construct the calibrating curve allows widening the range of dielectric, which can be measured by proposed method. It involves the insertion of the additional phase shift in geometrical center of the periodical structure. This method is more promising that's why it was used at experiments. Typical amplitude-frequency characteristic of waveguide Bragg structure with different defects and the changes of the TP spectral position with ϵ_{DEF} value are shown in Fig.2a and 2b correspondingly. This calibrating curve allows defining the DP of Barium Ferrite mono-crystalline plate: $\epsilon_{BF} = 13.3$ ($f_{RES}(БФ) = 28.72$ ГГц).

III. Conclusion

Simple and sensitive enough method of dielectric permeability measurements is proposed. Method is based on the phase-sensitive properties of a transmission peak in the band gap of waveguide distributed Bragg structure in K-band.

СИНТЕЗАТОР ЧАСТОТЫ 6-мм ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

Ворошень А. В., Гусинский А. В., Дзисяк А. Б., Стамбул П. А.
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки 6, Минск - 220027, Беларусь
тел.: 375 - 17 - 239 8496, e-mail: gusinski@gw.bsuir.unibel.by

Аннотация – Приведены результаты разработки синтезатора качающейся частоты для 6-мм диапазона длин волн (37,50-53,35 ГГц). Предложена структурная схема, позволяющая изготавливать синтезаторы частоты в диапазоне длин волн вплоть до 2-мм.

I. Введение

В работах [1, 2] были предложены структурные схемы высокостабильных синтезаторов частоты, и на их основе разработаны приборы, которые выпускает измерительная лаборатория аппаратуры и устройств СВЧ БГУИР (MWMlab). Используя эти схемы невозможно разрабатывать синтезаторы в более высокочастотном диапазоне.

В данном докладе приведена новая структурная схема, позволяющая расширить диапазон частот синтезаторов вплоть до 2-мм длин волн. Разработан синтезатор качающейся частоты на диапазон частот 37,50 - 53,35 ГГц. Разработана методика автоматической калибровки синтезатора для качания частоты без режима захвата ФАПЧ.

II. Основная часть

Предложенный вариант (рис. 1) основан на схеме, по которой построены большинство КВЧ генераторов качающейся частоты миллиметровых диапазонов длин волн: высоковольтный блок питания, используя систему линеаризации, управляет ЛОВ, сигнал проходит через модулятор и аттенюатор. В КВЧ тракт добавлен только направленный ответвитель (на -10...-20 дБ, в зависимости от выходной мощности ЛОВ), это позволяет не только изготавливать новые синтезаторы с простым трактом, но и производить модернизацию старых ГКЧ.

Ответвлённый сигнал попадает на смеситель на гармониках. В изготовленном синтезаторе частоты на 37,50 - 53,35 ГГц использован специально разработанный смеситель (см. табл. 1), на вход которого подаётся частота гетеродина 5,8 – 6,8 ГГц. Гетеродин реализован на элементах, собранных с помощью поверхностного монтажа на печатной плате, что позволило упростить изготовление и сборку данного узла. На той же ПП, с помощью ПО Advance Design System (ADS) от Agilent, рассчитан и изготовлен направленный ответвитель на 10 дБ. Сигнал с него подаётся на второй синтезатор частоты, замыкая петлю ФАПЧ гетеродина.

Таблица 1. Диапазоны частот и потери смесителя.

Table 1. Frequency ranges and mixer losses.

№ гарм	Диапазон	Потери преобр.
6	34,8 – 40,8	27
7	40,6 – 47,6	30
8	46,4 – 54,4	32

Сигнал с выхода смесителя, в диапазоне 0,7 – 1,3 ГГц, подаётся на усилитель с изменяемым коэффициентом усиления от 20 до 35 дБ. Усилитель подключён к синтезатору частоты ADF4154. Управляющее напряжение, после ФНЧ фильтра, суммируется с напряжением цифро-аналогового преобразо-

вателя, усиливается и подаётся на ЛОВ, замыкая основную петлю ФАПЧ. Перестройка частоты по всему диапазону осуществляется с помощью ЦАП, синтезатор подстраивает частоту в полосе ± 100 МГц.

В тракте находятся аттенюатор и модулятор, обеспечивающий амплитудно-импульсную модуляцию. Развязка осуществляется с помощью ферритовых вентиляей.

Основные характеристики синтезатора:

- Нестабильность частоты (определяется встроенным генератором опорной частоты):
за 15 минутный интервал: $< \pm 1 \cdot 10^{-7}$ от F_{max} ;
долговременная, за 1 год: $< \pm 2 \cdot 10^{-6}$ от F_{max} ;
- Внутренняя амплитудно-импульсная модуляция с частотой от 100 Гц до 100 КГц;
- Внешняя амплитудно-импульсная модуляция с частотой до 100 КГц;
- Глубина модуляции не менее 30 дБ;
- Аттенюатор, с ослаблением выбираемым от 0 до 30 дБ, с шагом 0,1 дБ;
- КСВН выхода синтезатора не более 1,2;
- Выходная мощность: > 10 мВт;
- Перепад выходной мощности во всём диапазоне частот: 3,8 дБ;
- Обеспечиваются режимы перестройки частоты:
Ручная;
Автоматическая с количеством точек, выбираемым пользователем от 128 до 512;
- Периоды перестройки синтезатора (по выбранному количеству точек) 80 мс, 1 с, 40 с (может быть произвольно задано пользователем):
в режиме захвата ФАПЧ: от 1 с до 50 с;
без захвата ФАПЧ: от 50 мс до 50 с;

В качестве опорного генератора использован термокомпенсированный кварцевый генератор. При необходимости (по запросу пользователя) может быть установлен термостатированный кварцевый генератор, что позволит улучшить точность установки частоты и нестабильность.

Частота, которую генерирует ЛОВ задаётся с помощью высокоточного быстродействующего ЦАП (ФАПЧ осуществляет только точную подстройку частоты), а т.к. ЛОВ имеет нелинейную зависимость частоты от управляющего напряжения, то осуществляется её линеаризация с помощью биквадратической сплайн интерполяции на основе опорных точек (до 50). В данном синтезаторе разработан и реализован алгоритм автоматической калибровки, во время которого прибор сам находит опорные точки, опираясь на информацию от системы ФАПЧ синтезатора и вычисляя номер гармоники, на которой в данный момент работает гармонический смеситель (подобные алгоритмы используются в частотомерах КВЧ длин волн).

Процессорный блок синтезатора построен на 32-разрядном микропроцессоре тактовой с частотой 60 МГц и ядром ARM7TDMI. Он обеспечивает загрузку управляющих кодов в основной синтезатор частоты и синтезатор гетеродина, управляет модулятором и аттенюатором, а также коэффициентом усиления усилителя ПЧ с выхода смесителя.

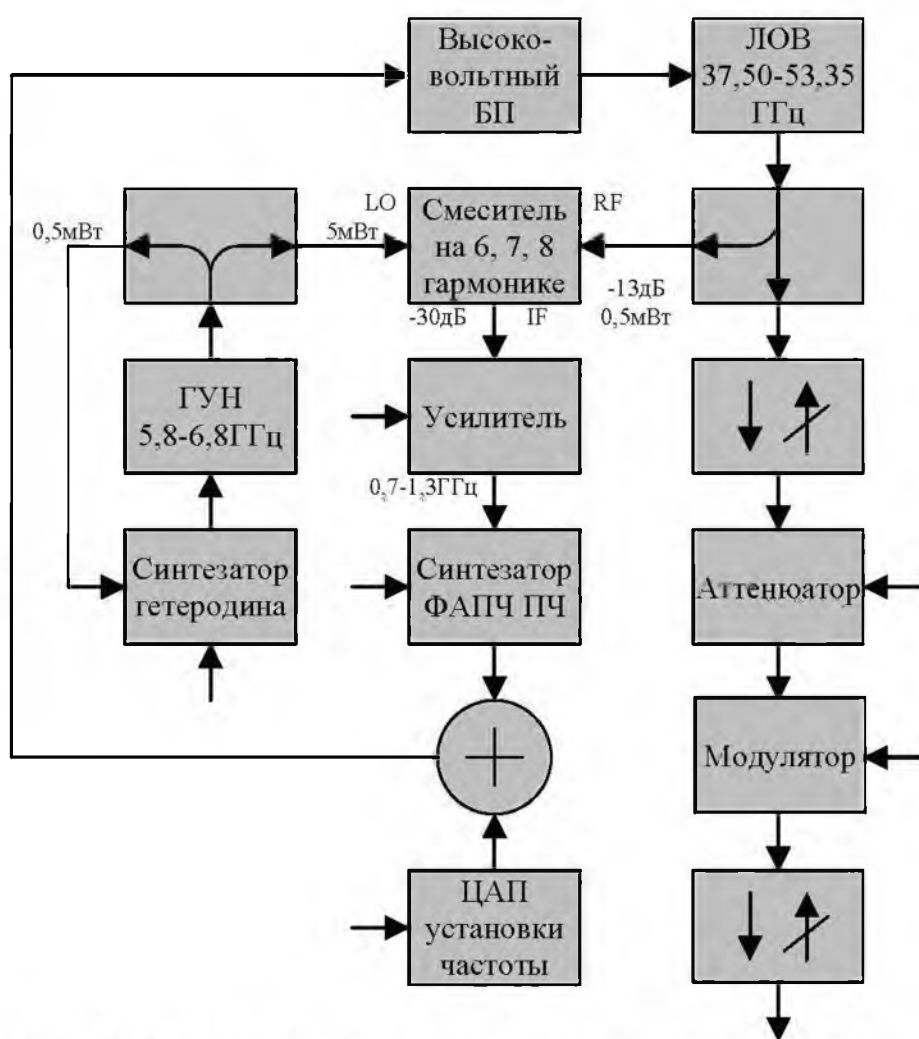


Рис. 1. Структурная схема синтезатора частоты.

Fig. 1. Structure of the frequency synthesizer

Пользователь может выбрать язык интерфейса (русский или английский).

Поддерживаются интерфейсы: RS-232, КОП (IEEE-488.1) и USB. Присутствуют все сигналы, необходимые для работы данного генератора в составе векторного анализатора цепей и измерителей панорамного типов P2 и P4. Реализованы функции самодиагностики (контроль напряжений питания, температуры охлаждающей системы и скорости вращения вентиляторов).

Реализована функция обновления программного обеспечения синтезатора через внешние интерфейсы.

III. Заключение

В работе приведены результаты разработки высокостабильного синтезатора качающейся частоты, имеющего характеристики, которые соответствующие современным требованиям к измерительной аппаратуре КВЧ диапазона. Предложена схема построения КВЧ синтезаторов вплоть до 2 мм диапазонов длин волн.

IV. Список литературы

- [1] Ворошень А. В., Гусинский А. В., Хрущ П. С. Высокостабильные генераторы 3-х сантиметрового диапазона длин волн. В кн.: 12-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2002). Материалы конференции. [Севастополь, 9-13 сентября 2002 г.]. — Севастополь: Вебер, 2002.
- [2] Ворошень А. В., Гусинский А. В. Синтезатор частоты 8-мм диапазона длин волн. В кн.: 14-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2004). Материалы конференции. [Севастополь, 13-17 сентября 2004 г.]. — Севастополь: Вебер, 2004, с. 213-214.

THE IRREGULAR TWT ON THE BENT RECTANGULAR WAVEGUIDE

Voroshen A. V., Gusinski A. V.,
Dzisiak A. B., Stambul P. A.
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
6 P. Brovky Str., Minsk, 220027, Republic Belarus
Ph.: 017-2398496,
e-mail: gusinski@gw.bsuir.unibel.by

Abstract – A high stable synthesized sweep generator in the frequency range of 37.50 - 53.35 GHz, the synthesizer's functioning principle and the experimental results are presented here.

I. Introduction

We described some schemes of synthesizers in previous publications. The microwave measurement laboratory BSUIR (MWMlab) designed frequency synthesizers based on those schemes. But we cannot build high frequency synthesizers (with frequencies greater than 37.5 GHz) based on it. There is presented a new scheme of synthesizers with frequencies up to 178 GHz.

II. Main Part

The generator is based on LoBW-generator, which generates the frequencies in 37.5 - 53.35 GHz range (see Fig. 1). The isolators stop the reflected waves and pass the direct waves. After the direct coupling, the generated power passes through the modulator and attenuator. Divided power goes into the harmonic mixer. Heterodyne, based on VCO 5.8 - 6.8 GHz work in a phase lock loop. We have the frequency in range from 0.7 till 1.3 GHz after mixer. DAC sweeps frequency in all range. PLL synthesizer tune frequency in ± 100 MHz range.

Main technical characteristics:

1. Frequency fluctuations:
Short term (15 min.): $< \pm 1 \cdot 10^{-7}$ from F_{max} ,
Long term (1 year): $< \pm 2 \cdot 10^{-6}$ from F_{max} ,
2. Internal amplitude pulse modulation with frequencies in the range from 100 Hz up to 100 kHz,
3. External amplitude pulse modulation with frequencies up to 100 kHz,
4. Modulation depth: > 30 dB,
5. Attenuator with attenuation from 0 to 30 dB with step 0.1 dB,
6. VSWR: < 1.2 ,
7. Output power: > 10 mWt,
8. Output power deviation (in all frequency range): 3.8 dB
9. Frequency sweep modes:
Manual,
Automatic with variable number of points (from 128 up to 512),
10. Sweeping times (on all selected points) 80 ms, 1 s, 40 s (user may be set it manually):
Locked mode: from 1 s to 50 s,
Unlocked mode: from 50 ms to 50 s.

There is an automatic calibration method and program developed based on biquadrate spline interpolation and harmonic number detecting. Calibration is used for fast unlocking sweeping.

A synthesizer can be connected to different measurement systems through interfaces: USB, RS 232, IEEE-488.1. All necessary signals are present.

User can select interface language (Russian or English). Synthesizer has self-testing functions (voltage, temperature measurement).

III. Conclusion

Thus, the development of 37.50 - 53.35 GHz frequency range high stable synthesized sweep generator, which has performance, corresponds to modern requirements to generating devices of microwave frequency range.

ВЛИЯНИЕ НА СПЕКТР КОЛЕБАНИЙ ПОЛУШАРОВОГО ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РЕЗОНАТОРА ПРИБЛИЖЕНИЯ ПОВЕРХНОСТИ ЖИДКОСТИ К ЕГО ЭКВАТОРИАЛЬНОМУ СРЕЗУ

Кириченко А. Я., Голубничая Г. В., Максимчук И. Г.
Институт радиопроизики и электроники НАН Украины, ИРЭ
ул. Акад. Проскуры, д.12, Харьков - 61085, Украина
Тел.: (057)744-83-23; e-mail: kharkovs@ire.kharkov.ua

Аннотация – Приведены экспериментальные исследования характеристик диэлектрического резонатора (ДР) в виде полушара, расположенного над поверхностью жидкости. Показано влияние диэлектрических характеристик жидкости на его параметры. Установлено более сильное влияние жидкости на резонансы E -типа колебаний

I. Введение

Для точных измерений диэлектрических характеристик высококачественных диэлектриков в микроволновом диапазоне электромагнитных волн нашли применение дисковые диэлектрические резонаторы (ДДР), возбуждаемые на волнах шепчущей галереи (ШГ) [1]. ДДР использовались также для определения электрических характеристик высокотемпературных сверхпроводников, накладываемых на их основание [2]. В [3] высказано предположение о том, что такие резонаторы аналогичным образом можно использовать и для измерений диэлектрических характеристик жидкостей. Исследование диэлектрических квазиоптических резонаторов в форме полушара [4], возбуждаемых на волнах ШГ, показало, что добротность их колебаний превышает добротность колебаний ДДР того же диаметра. На этом основании можно предположить, что использование полушаровых резонаторов для измерения электрических характеристик жидкостей позволит повысить точность измеряемых параметров по сравнению с достигаемой при использовании дисковых резонаторов.

В настоящей работе, рассматривается принципиальная возможность использования диэлектрического резонатора в форме полушара для изучения диэлектрических характеристик жидкостей.

II. Основная часть

В предложенной конструкции диэлектрического полушарового резонатора [4] неотъемлемым его конструктивным элементом было металлическое зеркало, расположенное на экваториальном срезе шара. Оно позволяло, как бы, заменить отсутствующую часть шара ее отражением в зеркале и создавало новые возможности возбуждения ДР с помощью емкостной щели на зеркале. Однако такое зеркало оказалось необходимым лишь для собственных колебаний резонатора, которые реализуются за счет отражений от его поверхности. Оказалось, что в полушаре с помощью распределенной связи его с диэлектрическим волноводом (ДВ) можно возбуждать колебания, поля которых сосредотачиваются в круговых поясках, параллельных экваториальному срезу шара. Для таких колебаний ШГ необходимость в наличии металлического зеркала отсутствует. Появилась возможность возбуждать в резонаторе колебания как E , так и H -типов, и на экваториальном срезе, свободном от металлического зеркала, были обнаружены электромагнитные поля, быстро спадающие от поверхности среза. Таким образом, поля полушара на срезе оказались, в какой то степени, по-

добными полям, существующим на основаниях ДДР, возбуждаемого на колебаниях ШГ. Это позволило поставить задачу по использованию такого резонатора как датчика диэлектрических характеристик жидкости.

На рис.1 схематически представлен резонатор в форме диэлектрического полушара 1, выполненного из тефлона, диаметром 74 мм и расположенного над поверхностью жидкости 2. При проведении исследований плавно изменяется расстояния h между поверхностью жидкости и срезом полушара. Возбуждение резонатора в диапазоне 34–38 ГГц осуществляется ДВ 3 с размерами поперечного сечения $7,2 \times 3,4$ мм². В установке предусмотрена возможность изменения положения ДВ относительно плоскости среза шара на расстояние d в направлении к полюсу полушара и поворота волновода относительно его оси на 90° . Последняя операция позволяет осуществлять преимущественное возбуждение полушара на колебаниях E или H -типа. ДР в схеме на отражение подключается к клистрону или к панорамному измерителю КСВ типа Р2-65 с записью на двухкоординатном самописце сигнала, отраженного от резонатора.

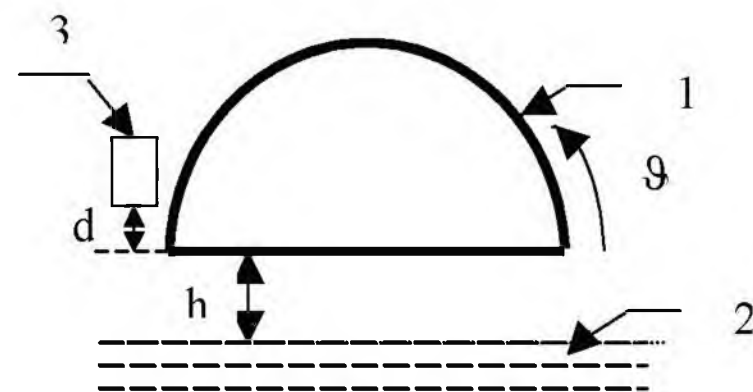


Рис. 1.

Fig. 1.

При возбуждении резонансных колебаний ШГ ДВ, расположенным в плоскости среза шара, электромагнитная волна распространяется параллельно экваториальному срезу вдоль азимутальной координаты φ и образует пояски поля в направлении полярной координаты θ . Как правило, пояски имели одну или две вариации поля вдоль полярной координаты. Поля более высокочастотных колебаний имели одну вариацию, а более низкочастотные, отличающиеся по частоте на 100 - 120 МГц, — две вариации. При приближении к срезу шара поверхности жидкости изменялись как резонансная частота резонатора F , так и его добротность Q . На рис.2 показана зависимость изменения dF резонансной частоты колебаний резонатора и величины нормированной амплитуды A резонанса от расстояния h между срезом шара и поверхностью жидкости. Измерения проведены на двух жидкостях: воде (!) и этиловом спирте (.) и на двух типах резонансных колебаний ДР: E при 36,936 ГГц (сплошные кривые) и H при 37,602 ГГц

(пунктирные кривые). Уменьшение h приводит к повышению резонансной частоты ДР в случае резонансных колебаний E -типа и к уменьшению амплитуды A . При колебаниях H -типа резонансная частота колебания снижается, что связано с другим характером распределения электромагнитного поля на срезе шара. Для колебаний E -типа влияние жидкости на частоту и амплитуду колебаний сильнее, чем для колебаний H типа при одном и том же расстоянии h . Влияние поверхности воды на характеристики резонатора более сильное по сравнению с влиянием этилового спирта.

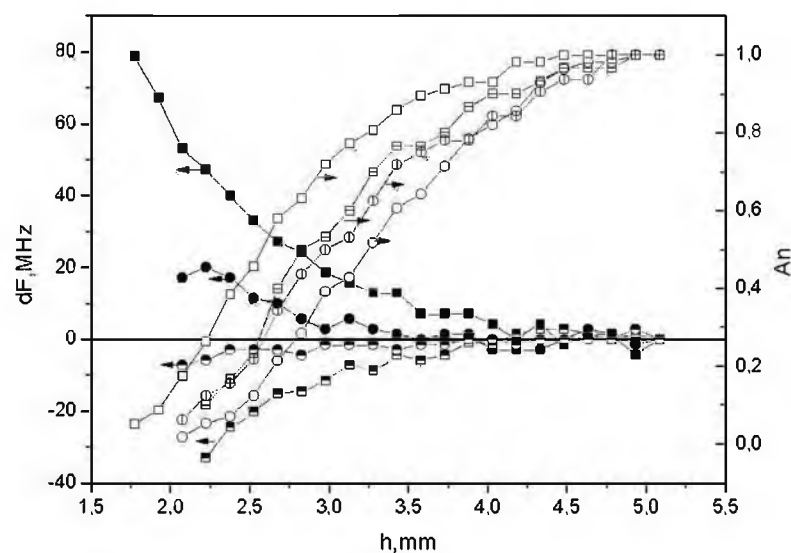


Рис. 2.

Fig. 2.

III. Заключение

Проведенные исследования влияния поверхности жидкости на резонансные характеристики резонатора в виде диэлектрической полушара показали, что:

А) различия в диэлектрических свойствах жидкостей проявляются в величине сдвига резонансной частоты dF и амплитуды A колебаний резонатора,

Б) влияние поверхности жидкости на колебания E -типа проявляется более сильно.

Представляет интерес выяснение возможности использования резонатора в виде диэлектрической полушара в качестве измерительной ячейки диэлектрических характеристик жидкостей.

Работа выполнена при поддержке УНТЦ по проекту № 2051.

IV. Список литературы

- [1] Костромин В. В., Быков Е. В., Гальперович Д. Я., Гелле А. П., Добромислов В. О., Хренков Н. Н. Исследование диэлектрических свойств неполярных полимеров в диапазоне частот 16 – 38 ГГц и интервале температур 4,2 – 300 К, Электронная техника. Сер.1. Электроника СВЧ, 1984, вып.4(364), с.52 – 55.
- [2] Cherpak N. T., Kirichenko A. Ya. Behaviour of quasi-optical dielectric resonator with high T_c superconductors in the temperature range 10 – 300 K, Cryogenics, 1991, V.31, P 384 – 387.
- [3] Annino G., Bertolini D., Fittipaldi M., Longo J., Martinelli M. Dielectric properties of materials using whispering gallery dielectric resonators: Experiments and perspectives of ultrawaveband characterization, J. of Chemical Physics, 2000, V.112, No 5, P. 2308-2314.
- [4] Козут А. Е., Курузов В. В., Филиппов Ю. Ф., Харьковский С. Н. Колебания типа шепчущей галереи в квазиоптическом полусферическом диэлектрическом резонаторе, Известия ВУЗов СССР. Радиоэлектроника, 1997, Т.40, № 2, с.19 – 26.

INFLUENCE OF DISTANCE CHANGING BETWEEN LIQUID SURFACE AND EQUATORIAL SURFACE OF HEMISPHERICAL DIELECTRIC RESONATOR ON WHISPERING GALLERY OSCILLATIONS

Kirichenko A. Ya., Golubnichaya G. V., Maximchuk I. G.
Usikov Institute of Radiophysics and Electronics
NAS of Ukraine
12 Acad. Proskury St., Kharkov-61085, Ukraine
Ph.: 057)744-83-23, e-mail: kharkovs@ire.kharkov.ua

Abstract – Experimental investigations of hemispherical dielectric resonator (HDR) placed above the liquid surface have been carried out. The influence of liquid dielectric properties on HDR parameters has been shown. The fact that the parameters of E -type oscillations are more sensitive to dielectric properties of liquid (compared with H -type oscillations) is established.

I. Introduction

In Dobromyslov *et al.* [1] pioneer work it was suggested to use disk dielectric resonators (DDR) with whispering gallery oscillations (WGO) for the accurate measurement of high quality dielectric characteristics in millimeter band of electromagnetic waves.

In order to determine electric properties of HTSC specimens DDR was used [2]. In [3] it was supposed to use the same method for measuring of liquids dielectric properties.

The earlier experiments have shown that HDR with WGO have higher Q than those with disk shape. We supposed that using HDR for measurement of liquid dielectric characteristics gives us more exact results.

II. Main Part

Some years ago we have established excitation possibility of E -mode in the resonator of hemisphere shape at the absence of a mirror on the hemisphere equatorial cross-section. The excitation of E -modes in the hemisphere was carried out by means of distributed coupling of dielectric waveguide that was placed in parallel with respect to the resonator equatorial plane (Fig.1). At excitation of H -modes, as a rule, the field belts had one or two field variations in perpendicular direction with respect to the cross-section (i.e. as a function of polar coordinate ϑ). The field of higher frequency modes had one variation but ones of lower frequency modes which distinguished of ~120 MHz, had two variations. Nearing the hemisphere to surface liquid calls changes of resonant frequency and quality factor of the resonator oscillations (Fig.2).

III. Conclusion

The performed investigations of influence of liquid surface on the resonant characteristics of hemispherical DR have shown that:

A) The presence of liquid below the DR results in the shift of DR resonant frequency and oscillation amplitude decreasing.

B) The E -type oscillations are more sensitive to liquid parameters than H -type oscillations

C) The described DR is applicable as a measuring cell

This work was partially supported by STCU under project No. 2051.

БЕСКОНТАКТНЫЕ МЕТОДЫ И АППАРАТУРА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ПОЛУПРОВОДНИКОВ

Лапатин Л. Г. Воторопин С. Д.
ОАО "НИИПП"
г. Томск, Россия
e-mail: votoropin@mail.tomsknet.ru

Аннотация – Диагностика электрофизических параметров полупроводниковых материалов является необходимой частью технологии производства как самих полупроводниковых материалов, так и различных приборов на их основе. Наиболее пригодны для этих целей устройства и установки обеспечивающие бесконтактные, неразрушающие методы контроля [1-3].

I. Введение

Известно, что поликристалл представляет собой множество мелких монокристалликов. Наличие в кристалле межзеренных границ затрудняет для измерения удельного сопротивления применение ранее известных методов, таких как четырехзондовый и его разновидности, Вандер-Пау, эффект Холла и других.

Тем более в монокристалле, имеющем области с разным типом проводимости, очень сложно определить тип проводимости известными методами: термо-ЭДС, вольт-амперные, по эффекту Холла. При этом методы и средства диагностики электрофизических параметров должны удовлетворять следующим требованиям: бесконтактность, локальность, экспрессность измерений, широкий диапазон измеряемых значений удельного сопротивления, высокая чувствительность, возможность проведения измерений в широком температурном интервале

Всем этим требованиям удовлетворяют разработанные и представленные ниже методики бесконтактного измерения удельного сопротивления и определения типа проводимости.

II. Основная часть

Методика бесконтактного определения типа проводимости в широкозонных полупроводниках (GaAs, Si, Ge). Существование на окисленной поверхности германия обедненных изгибов зон (и между зернами) лежит в основе разработанного метода. Действительно, измеряя знак изгиба зон в приповерхностной области, мы можем однозначно сказать о типе проводимости исследуемого образца.

Воплощением этой методики является разработанный прибор «Светозонд». Он работает следующим образом. Импульсное излучение светодиода с длиной волны, соответствующей поверхностному поглощению, диафрагмируется потенциальным электродом и попадает на образец, возбуждая неравновесные носители заряда. В результате за время действия светового импульса уменьшается поверхностный изгиб зон. Изменение заряда на поверхности через емкость, образованную торцом потенциального электрода и образцом, в виде импульса поступает на усилитель и осциллограф. Положительный импульс конденсаторной фото-ЭДС соответствует n-типу проводимости, а отрицательный – p-типу.

Методика бесконтактного локального измерения удельного сопротивления в монокристаллическом Si. Сущность метода квази-стационарного СВЧ резонатора и принцип измерения удельного сопротивления. Квазистационарный СВЧ резонатор представляет собой проводящий цилиндр, на одной из торце-

вых стенок которого размещен индуктивный штырь, а на другой торцевой стенке имеется отверстие (далее измерительное отверстие), в которое введен свободный конец индуктивного штыря. Название «квазистационарный» обусловлено четкой пространственной локализацией в нем СВЧ полей – магнитного в полости у основания штыря, а электрического вблизи свободного конца (торца) в области измерительного отверстия. Для включения резонатора в СВЧ тракт он снабжен двумя петлевыми элементами связи, встроенными в стенку цилиндра.

Образец из полупроводникового материала, например, кремния накладывается на измерительное отверстие. СВЧ электрическое поле резонатора проникает в объем образца. Размер области локализации СВЧ электрического поля вдоль поверхности образца определяется размером измерительного отверстия, а по глубине – толщиной скин-слоя для низкоомных образцов и диаметром измерительного отверстия – для высокоомных.

Методика измерения основана на зависимости добротности СВЧ резонатора от величины удельного сопротивления исследуемого образца. Для измерения резонатор с помощью одного из элементов связи подключается к СВЧ генератору, а к другому элементу подключается СВЧ детектор с нагрузкой и индикатором напряжения. При этом величина напряжения, регистрируемого индикатором, пропорциональна добротности резонатора, и, следовательно, зависит от удельного сопротивления локального участка исследуемого образца: $U=f(\rho)$. Таким образом, измерение удельного сопротивления (ρ) сводится к регистрации сигнала детектора U с последующим определением искомого значения ρ по калибровочной кривой $U(\rho)$. Вид зависимости $U(\rho)$ устанавливается путем предварительной калибровки с помощью эталонных образцов кремния.

На основе предложенной методики разработано ряд приборов:

- Прибор «Ангара» для бесконтактного измерения распределения удельного сопротивления и типа проводимости по торцам пластин и слитков монокристаллического и поликристаллического кремния и германия при комнатных и низких температурах с локальностью \varnothing (1,5 - 6)мм. Время одного измерения 0,5 сек. Прибор работает как в аналоговом, так и в автоматизированном режиме (на базе персонального компьютера). Размеры образцов до 600мм.

- Прибор «Период» для бесконтактного измерения времени жизни неравновесных носителей заряда в поликристаллических и монокристаллических полупроводниках. Методика: по спаду импульсной фотопроводимости на СВЧ. Принцип действия созданного прибора «Период» основан на регистрации потери СВЧ мощности, вносимых фотоносителями исследуемого образца в СВЧ поле датчика с внешним кольцевым отверстием, встроенным в измерительный столик. Время жизни неравновесных носителей заряда измеряется по спаду импульсной фотопроводимости в (е)

раз. Прибор прост в обращении: после помещения образца на измерительный столик не требуется дополнительных настроек. Результат измерения в микросекундах выводится на цифровое табло прибора. Время измерения 0,1 сек. Локальность \varnothing (1,6) мм. Прибор работает в двух режимах: в режиме измерения фиктивного времени жизни и в режиме измерения объемного времени жизни.

III. Заключение

Предложены установки и измерительные резонаторы СВЧ для бесконтактного определения электрофизических параметров полупроводниковых материалов (тип проводимости, удельное сопротивление, время жизни неравновесных носителей заряда) в интервале температур 80-300⁰К

При высокой локальности измерений СВЧ-резонаторным методом рассмотрено влияние изгибов зон, возникающих на поверхности полупроводника при охлаждении, на результаты определения объёмных значений удельного сопротивления и времени жизни фотоносителей. Приведены результаты экспериментального исследования электрофизических и рекомбинационных характеристик полупроводниковых материалов.

IV. Литература

- [1] Л. Г. Лапатин, А. С. Петров и др. Экспрессное определение электрофизических и рекомбинационных характеристик особо чистого германия бесконтактными методами/М.- ЦНИИАтоминформ -1986. – РНИИРП. – Препринт 86-3, 1 – 28
- [2] Б. А. Наливайко, С. Д. Воторопин. Установка для измерения удельного сопротивления полупроводников фото-модуляционным методом на СВЧ / Труды 4-й Всесоюзной конференции "Радиоизмерения". Т.2. – Каунас, 1971. – С. 182-184.
- [3] Б. А. Наливайко, С. Д. Воторопин. Резонаторный метод контроля полупроводников. Электронная техника, сер 12, М. 1971, вып.4(10). – С.8-11.

CONTACTLESS METHODS AND THE EQUIPMENT FOR MEASUREMENT OF SEMICONDUCTOR ELECTROPHYSICAL PARAMETERS

Lopatin L. G., Votoropin S. D.
Public Corporation "NIIPP"
Tomsk, Russia

e-mail: votoropin@mail.tomsknet.ru

Diagnostics of electrophysical parameters of semiconductor materials is a necessary part of the manufacture technology both semi-conductor materials, and various devices on their basis. Contactless not destroying checking methods of the devices and installations [1-3] are most suitable for these purposes.

Installations and measuring resonators of the microwave range for contactless determination of electrophysical parameters of semi-conductor materials (type of conductivity, specific resistance, time of non-equilibrium charge carriers life) in 80 - 3000 K temperature interval are offered.

At high localness of measurements at the microwave range with the use of the resonator method the influence of zones bends arising on a semi-conductor surface at cooling, on results of definition of specific resistance volumetric and time of photo carriers life are described. Results of an experimental research of electrophysical and recombination characteristics of semiconductor materials are given.

МНОГОЧАСТОТНЫЙ РЕЗОНАТОР ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ЖИДКИХ КРИСТАЛЛОВ

Дрокин Н. А., Беляев Б. А.
Институт Физики им. Л. В. Киренского СО РАН
Академгородок, Красноярск, 660036, Россия
Тел.: 3912-494591; e-mail: drokin@iph.krasn.ru

Аннотация – Разработана конструкция многочастотного коаксиального резонатора для измерений действительной и мнимой компонент диэлектрической проницаемости жидких кристаллов в сантиметровом диапазоне длин волн. Показано, что дисперсия диэлектрической проницаемости жидкого кристалла (ЖК) МБА в нематической фазе описывается интегральным уравнением с использованием найденной функции распределения времен релаксации.

I. Введение

Исследования дисперсии диэлектрической проницаемости жидких кристаллов в широком диапазоне частот и, особенно в СВЧ-области, является сложной технической и методической задачей. Хорошо известно, что в СВЧ-области колебательные контура на сосредоточенных элементах уже не работают, а резонаторы с распределенными параметрами имеют неприемлемо большие габариты. Это, в свою очередь, не только ограничивает чувствительность коаксиальных или волноводных датчиков, но и затрудняет их расположение между полюсами электромагнита, необходимого для ориентации “директора” мезофазы с помощью магнитного поля. Для дециметрового диапазона длин волн были разработаны перестраиваемые по частоте оригинальные миниатюрные конструкции измерительных датчиков на основе микрополосковых линий передач [1]. Такие датчики хорошо работают на основной резонансной моде колебаний и позволяют получать диэлектрические спектры ЖК в диапазоне частот от 0,1 до 2 GHz. В настоящей работе описана конструкция многочастотного коаксиального резонансного датчика для диэлектрических измерений, работающего в сантиметровом диапазоне длин волн. Это устройство было использовано для определения дисперсии диэлектрической проницаемости ЖК МБА в области частот от 2 до 8 GHz.

II. Конструкция резонатора

Многочастотный коаксиальный резонатор (M2) и способ его подключения к внешней коаксиальной линии передачи (M1) и порту (P) показан на Рис. 1

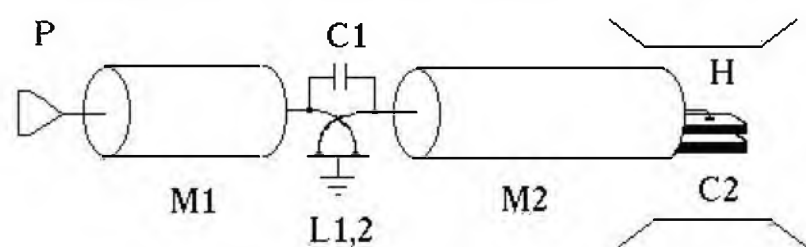


Рис. 1.

Fig. 1.

Резонатор (M2) представляет собой отрезок жесткой коаксиальной линии, изготовленной из меди, с тефлоновым наполнением. Отличительной особенностью данной конструкции является специально изготовленная плоско параллельная емкость (C2), в которую заливается ЖК. Нижняя пластина емкости соединена с экраном, а верхняя является продолжением центрального проводника коаксиальной линии.

Типичные габариты конденсатора составляют величину $2 \times 3 \times 0,1$ мм³. Такое расположение измерительной емкости на конце открытой коаксиальной линии позволяет легко изменять направление “директора” ЖК по отношению к СВЧ электрическому полю вращением резонатора вокруг своей оси между полюсными наконечниками электромагнита (H). Для согласования резонатора с внешними линиями передачи использована индуктивно-емкостная связь (C1, L1,2), служащая для выравнивания амплитуд резонансов в широком диапазоне частот (Рис. 2). На верхнем рисунке приведена АЧХ резонатора, на нижнем рисунке в качестве примера приведена АЧХ пятой резонансной линии при пустой емкости C2 ($\epsilon = 1$) и при заполнении емкости бензолом ($\epsilon = 2.284$).

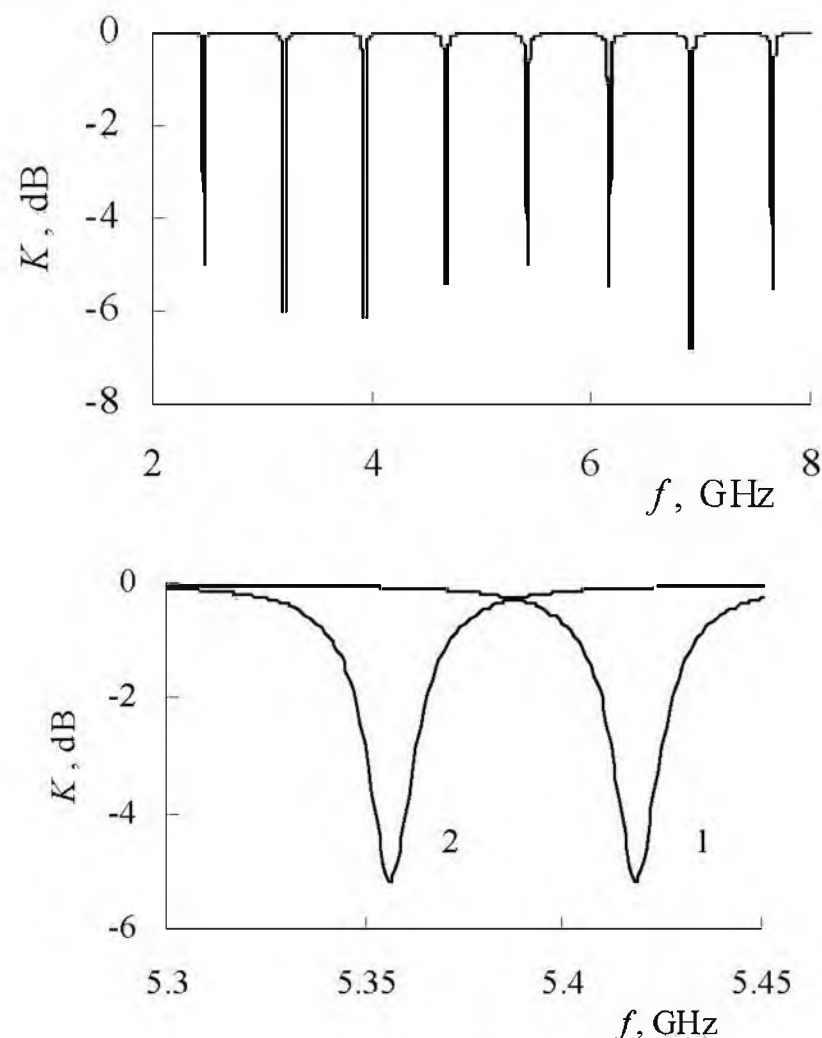


Рис. 2. Амплитудно-частотная характеристика резонатора и изменение частоты пятого резонанса с пустой емкостью (1) и при заполнении C2 бензолом (2) $\epsilon = 2.284$.

Fig. 2. The frequency responses of the resonance's and frequency change of the five resonance with empty cavity (1) and filled C2 with benzene (2) $\epsilon = 2.284$

Как видно, сдвиг частоты резонанса для этой моды колебаний достигает величины 60 MHz, что позволяет фиксировать изменение диэлектрической проницаемости $\Delta\epsilon = 0,038$. Калибровка измерительного резонатора была проведена для всех резонансных мод с помощью набора жидкостей: октан $\epsilon = 1.95$, бензол $\epsilon = 2.284$, трихлорэтилен $\epsilon = 3,4$.

С целью апробации многочастотного резонансного датчика были проведены измерения диэлектриче-

ской проницаемости ЖК МББА в СВЧ области. Измерения производились на стандартном индикаторе КСВн в упорядоченной нематической фазе при перпендикулярной ориентации "директора" к СВЧ-полю (рис.3). Как видно, полученные экспериментальные данные (точки в конце спектра) хорошо дополняют диэлектрическую дисперсию этого материала.

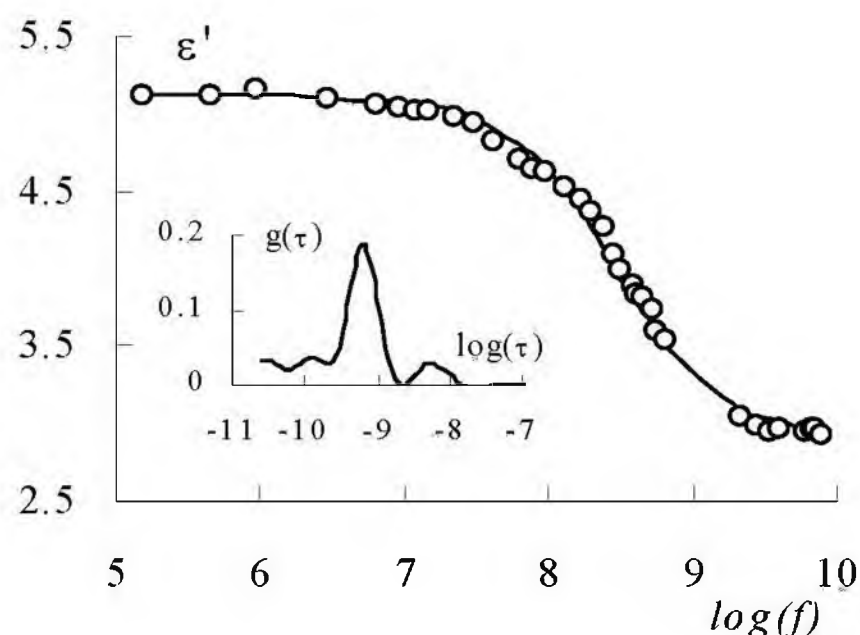


Рис. 3. Дисперсия диэлектрической проницаемости МББА при $t=30^{\circ}\text{C}$. На вставке показана функция распределения времен релаксации $g(\tau)$.

Fig. 3. Dispersion of the permittivity of MBBA at $t=30^{\circ}\text{C}$. The inset show the distribution function of relaxation times $g(\tau)$

Функция $g(\tau)$ восстанавливалась непосредственно из диэлектрического спектра по методике [2]. Сплошная линия, проходящая через экспериментальные точки, соответствует аппроксимации спектра с помощью соотношения:

$$\varepsilon'_{\perp}(f) - n_0^2 = (\varepsilon'_{\perp 0} - n_0^2) \int_{\tau_1}^{\tau_2} \frac{g(\tau)}{1 + (2\pi f \tau)^2} d \log(\tau)$$

Здесь n_0 – коэффициент оптического преломления, $\varepsilon'_{\perp 0}$ – статическая диэлектрическая проницаемость.

III. Заключение

Исследования показали, что многочастотный резонатор с концевой сосредоточенной емкостью эффективен для диэлектрических исследований жидкокристаллических материалов. Полученные СВЧ-диэлектрические константы для ЖК МББА позволяют с хорошей точностью аппроксимировать диэлектрический спектр в широкой полосе частот. Предложенная конструкция может использоваться для исследований различных жидкостей.

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант № 03-03-32470).

VI. Список литературы

- [1] Беляев Б. А., Дрокин Н. А., Шелов В. Н. Применение микрополосковых резонаторов для исследования диэлектрических свойств жидких кристаллов на СВЧ. ЖТФ. 1995. т. 65. вып. 2. стр. 189-197.
- [2] Morgan F. D., Lesmes D. P. Inversion for dielectric relaxation spectra. J.Chem.Phys. 1994. 100. 1. 671-681.

MULTI-FREQUENCY RESONATOR FOR MEASUREMENT OF LIQUID CRYSTALS PERMITTIVITY

Drokin N. A., Belyaev B. A.

Institute of Physics

Akademgorodok, Krasnoyarsk, 660036, Russia

Ph.: 3912-494591, E-mail: drokin@iph.krasn.ru

Abstract – Multi-frequency coaxial resonator for measurement of real and imaginary component of permittivity of liquid crystals in the centimeter wave band is described. It is shown, that the dielectric dispersion of liquid crystal MBBA is fitted by integral equation with the distribution function of relaxation times.

I. Introduction

The investigations of dielectric dispersion of liquid crystals in a broad band frequencies and, especially in a microwave area, are the complex technical and methodical task. It is well known that this task is very difficult for the meter and decimeter wavelength range because sensors based on lumped elements do not work any more and a wave guide cavity is too large and has insufficient sensitivity. In this range the dielectric measurements were performed with specially devised highly sensitive frequency-tuned sensors based on ring-type microstrip resonators [1]. The sensor design made it possible to measure the dielectric spectra in the frequency range 0.1 - 2 GHz with a high accuracy despite the relatively small volume of the liquid crystal. In this work the special design of multi-frequency coaxial resonator for dielectric measurements in the centimeter wave band is presented. This device was using for measurement of the dielectric dispersion of the oriented liquid crystal MBBA in the frequency range from 2 up to 8 GHz.

II. Design of the Resonator

In the present work the construction of multi-frequency coaxial resonator for the dielectric researches was viewed (Fig. 1). The characteristic of this resonators is the lumped capacity (C2) for location of the LC specimen. A typical size of the capacity is $2 \times 3 \times 0.1 \text{ mm}^3$. One plate of this capacity is connected with central conductor and other with ground. The parallel or perpendicular orientation of the molecular axes with respect to SHF-electric field is achieved by rotation resonator in magnetic field (H). The capacity and lumped inductance (C1, L12) are elements to electromagnetic match the resonator (M2) with external coaxial line (M1) and port (P). The frequency response of the sensor is shown in Fig. 2 (upper graph). Lower figure demonstrated the shift of the resonance frequency of the resonator with the LQ relatively to the empty cavity (as a sample here used only five mode). The accuracy in determining dielectric constant was not lower than $\varepsilon = 0.038$. To calibrate this sensor the standard liquids were used: octane $\varepsilon = 1.95$, benzene $\varepsilon = 2.284$, trichloretilene $\varepsilon = 3.4$. In order to approbation of this sensor we have examined the perpendicular part of permittivity of liquid crystal MBBA in the nematic phase at $t=30^{\circ}\text{C}$ in high frequency range. The full dielectric spectrum is shown in Fig. 3. The inset shows the distribution function of relaxation times. This function was calculated using special numeric algorithm [2]. The spectrum can be interpreted as a superposition of dielectric relaxation. Phenomenologically the dielectric spectrum is described using integral equation. As can be seen from Fig. 3 the calculated frequency dependence of the permittivity is in good agreement with the experimental data.

III. Conclusion

The above investigation demonstrated that the multi-frequency coaxial resonator with lumped capacity is effective for dielectric investigation of liquid crystals. This technique can be successfully used for measurements of dielectric constant of other liquid materials.

ОЦЕНКА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПОГЛОЩАЮЩИХ СРЕД ПО ЧАСТОТЕ И КРУТИЗНЕ ЭЛЕКТРОННОЙ ПЕРЕСТРОЙКИ АВТОГЕНЕРАТОРА НА ОСНОВЕ ДИОДА ГАННА, СТАБИЛИЗИРОВАННОГО КВАЗИОПТИЧЕСКИМ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ РЕЗОНАТОРОМ

Кириченко А. Я., Кривенко Е. В., Луценко В. И.
 Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины
 ул. ак. Проскуры, 12, г. Харьков – 61085, Украина
 Тел.: (0572) 448593, e-mail: lutsenko@ire.kharkov.ua

Аннотация – Получены зависимости изменения частоты и крутизны электронной перестройки автогенератора на основе диода Ганна, стабилизированного частично экранированным квазиоптическим диэлектрическим резонатором от концентрации бинарных водных растворов ацетона и этилового спирта. В геометро-оптическом приближении получены соотношения для расчета диэлектрических характеристик поглощающих сред.

I. Введение

Для измерения комплексной диэлектрической проницаемости веществ в резонаторных методах используют изменение собственной частоты резонатора и его добротности при заполнении его эталонной и измерительной средами. В последнее время широкое применение для целей диэлектromетрии находят открытые и частично экранированные квазиоптические диэлектрические резонаторы, обладающие высокими добротностями и стабильностью частотных характеристик. В настоящей работе предлагается метод измерения действительной части диэлектрической проницаемости исследуемой среды по изменению частоты генерации, а мнимой части диэлектрической проницаемости по изменению крутизны электронной перестройки автогенератора стабилизированного высокочастотным резонатором.

II. Основная часть

Квазиоптический резонатор может рассматриваться, как некоторая эквивалентная линия задержки. Для резонатора с неоднородностью в виде капилляра, заполненного исследуемой средой электрическая длина пути l_m для m -лучевого колебания:

$$l_m = L_m n'_0 \left(1 + \frac{n' - n'_0}{n'_0} \eta \right) \quad (1)$$

где n'_0, n' - действительная часть коэффициента преломления материала резонатора и заполняющего капилляр вещества соответственно, $\eta = v a_0 / L_m$ - коэффициент заполнения резонатора капилляром для m -лучевого колебания, учитывающий, в общем случае и величину запитки v в месте расположения капилляра диаметром a_0 , а L_m - длина траектории лучевого колебания.

Сравнение сдвигов собственной частоты резонатора при заполнении капилляра резонатора исследуемой средой по отношению к случаю пустого капилляра Δf со сдвигом частоты, получаемым при заполнении капилляра эталонной жидкостью Δf_e с

известным значением действительной части коэффициента преломления n'_e , позволяет оценить действительную часть коэффициента преломления исследуемой среды:

$$n' = 1 + \frac{\Delta f}{\Delta f_e} (n'_e - 1) \quad (1)$$

Для генератора, стабилизированного внешним высокочастотным резонатором крутизна электронной перестройки частоты будет определяться, в первую очередь, добротностью Q_0 резонатора. При частичном заполнении резонатора исследуемой средой с поглощением его добротность Q_0 снижается и становится Q , а крутизна электронной перестройки стабилизируемого им генератора S_0 возрастает и становится равной S , причем:

$$\frac{S_0}{S} = \frac{Q}{Q_0}$$

Рассматривая затухание сигнала в резонаторе, аналогично тому, как это было сделано для времени задержки, можно получить соотношение для определения значения мнимой части коэффициента преломления исследуемой среды n'' путем измерения крутизны электронной перестройки генератора при пустом капилляре S_0 , заполненном исследуемой средой S , а также эталонной жидкостью S_e с известным значением мнимой части коэффициента преломления n_e :

$$n'' = n''_e \left(\frac{S/S_0 - 1}{S_e/S_0 - 1} \right) \quad (2)$$

Были проведены измерения концентрационных зависимостей частоты и крутизны электронной перестройки водного раствора этанола и ацетона для генератора, стабилизированного ЧЭКДР. По полученным данным, с использованием соотношений (1,2) были рассчитаны значения действительной и мнимой частей коэффициента преломления раствора в зависимости от его концентрации, представленные на рис.1. На этом же рисунке показаны для различных температур зависимости мнимой части коэффициента преломления водного раствора ацетона из работы [1]. Видно, что для различного типа колебаний, как лучевых (типа треугольник - Тр.), так и шеп-

чущей галереи - ШГ, разных размеров резонатора, которые использовались в эксперименте предлагаемый подход позволяет получить достаточно устойчивые оценки коэффициентов преломления для сред с поглощениями.

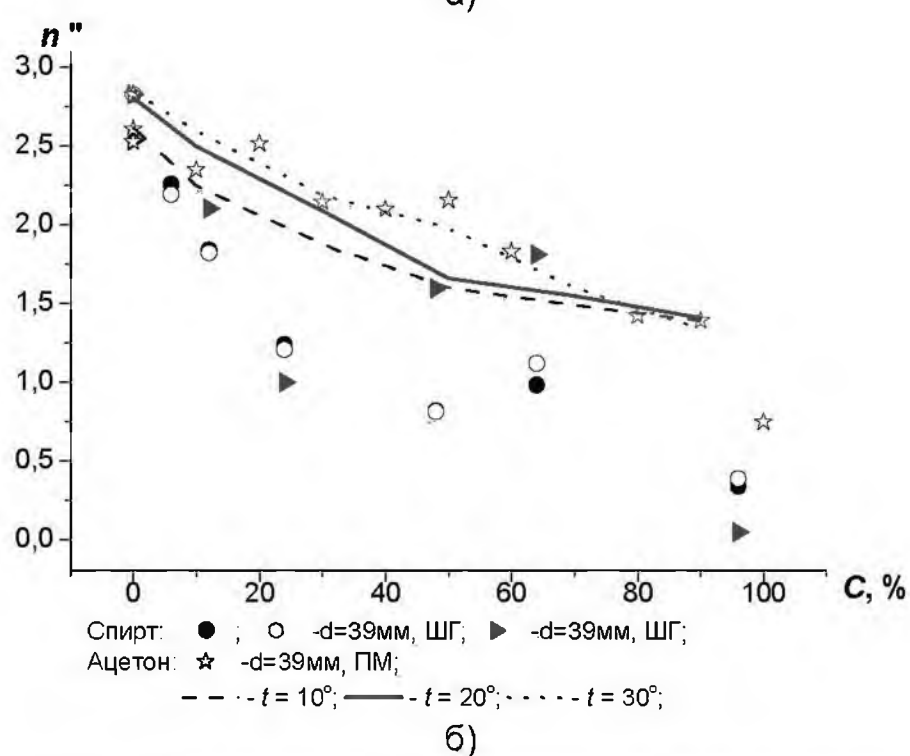
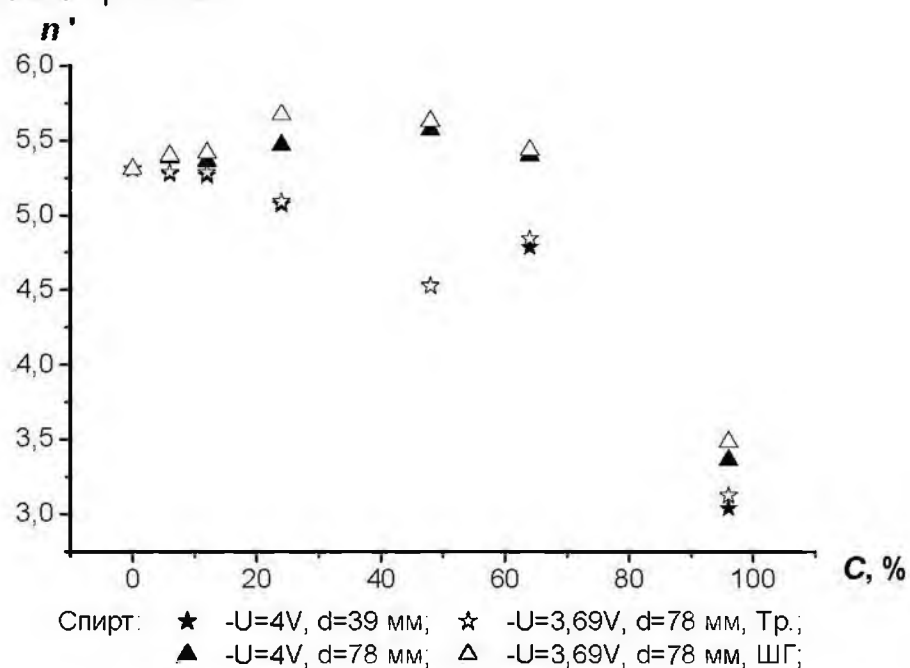


Рис. 1. Зависимость диэлектрических характеристик водных растворов от концентрации.

Fig. 1. The dependences of aqueous solution dielectric characteristics on concentrations

III. Заключение

В геометро-оптическом приближении получены соотношения, позволяющие по крутизне электронной перестройки и частоте генератора, стабилизированного ЧЭҚДР оценить с удовлетворительной для практических целей точностью значение действительной и мнимой части диэлектрической проницаемости исследуемой среды. Полученные результаты и расчетные соотношения применимы и для анализа других типов резонаторов с высокими добротностями, в которых используются высшие типы колебаний, а коэффициент заполнения поглощающей средой мал.

Работа выполнена при частичной поддержке НТЦУ по проекту №2051.

IV. Список литературы

- [1] Ахадюв Я. Ю. Диэлектрические свойства бинарных растворов.-М.:Наука,1977. – 400 с.

ESTIMATION OF DIELECTRIC CHARACTERISTICS OF ABSORBING MEDIUM ON FREQUENCY AND ELECTRONIC TUNING STEEPNESS OF SELF-EXCITED OSCILLATOR ON THE BASIS OF GUNN-EFFECT DIODE, STABILIZED BY QUASI-OPTICAL DIELECTRIC RESONATOR

Kirichenko A. Ya., Krivenko H. V., Lutsenko V. I.
Usikov Institute of Radiophysics and Electronics,
National Academy of Sciences of Ukraine
12, Akademika Proskury, Kharkov - 61085, Ukraine
Tel.: (0572) 448593, e-mail: lutsenko@ire.kharkov.ua

Abstract – Dependences of frequency modification and electronic tuning steepness of self-excited oscillator on basis of Gunn-effect diode is stabilized of partially shielded quasi-optical dielectric resonator on binary aqueous solutions concentration of acetone and ethyl alcohol are obtained. The relationships for the dielectric characteristics of absorbing medium estimation in the geometro-optical approach are obtained.

I. Introduction

For the measurement of complex permittivity of medium in a cavity methods the resonator frequency and its Q-factor measurement when it filled of reference and test medium is used. The wide application for the dielectrometry purpose the open and partially shielded quasi-optical dielectric resonators (PSQDR) that have high Q-factors and frequency characteristics stability are found recently. The method of permittivity real part measurement of under test medium on oscillation frequency modification, and permittivity imaginary part on electronic tuning steepness of self-excited oscillator, that is stabilized of highly regenerative is proposed in the present paper.

II. Main Part

The quasi-optical resonator could be examined as some equivalent delay line. The resonator frequency drifts comparison when the capillary of resonator is filled of test medium and in case of empty capillary Δf with frequency offset when the capillary of resonator is filled of reference liquid Δf_e when the value of n'_e refraction coefficient real part is known lets to estimate of the capillary medium permittivity (1).

Handling the signal damping in a resonator similarly to time delay it could be received the relationship that allows to determine the refraction coefficient imaginary part of test medium n'' by electronic tuning steepness measurement of the generator when the capillary is empty S_0 , filled of test medium S , and reference liquid as well S_e when the refraction coefficient imaginary part is known n_e (2). The measurement of concentration dependence of frequency and electronic tuning steepness of ethanol and acetone aqueous solutions for the generator stabilized of PSQDR were carried out. Using the obtained data and relationships (1, 2) the values of real and imaginary parts of solution refraction coefficient were calculated in dependence on its concentration are presented on fig. 1.

One can see that for the different oscillation types as for beam (triangle type) and whispering gallery as well, different resonator dimensions were used in experiment. The proposed approach lets to get the steady enough estimations of refraction coefficient for absorbing medium.

III. Conclusion

The relationships allowing estimate by electronic tuning steepness and frequency of generator stabilized of PSQDR at satisfactory for practical purposes accuracy the value of real and imaginary parts of tested medium in a geometro-optical approach are obtained.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВРЕМЕНИ ПЕРЕСТРОЙКИ СВЧ ВАРАКТОРОВ ПРИ УНИПОЛЯРНОМ ИМПУЛЬСНОМ УПРАВЛЕНИИ

Косьмин Д. М., Осадчий В. Н.

С. Петербургский Государственный Электротехнический университет (ЛЭТИ)
197376, ул. Проф. Попова д.5, Санкт Петербург, Россия
Тел/факс: +7(812)2344809; e-mail: mlr@eltech.ru

Аннотация – Предложена методика исследования остаточных явлений варакторов различных типов при воздействии униполярных импульсов. Методика основана на использовании СВЧ интерферометра отражательного типа. Приведены экспериментальные частотные и полевые зависимости времени переключения и остаточной емкости варакторов.

I. Введение

Одним из недостатков сегнетоэлектрических варакторов, препятствующих их применению в СВЧ устройствах, является наличие остаточной емкости при отсутствии управляющего напряжения (сегнетоэлектрический гистерезис). Гистерезисные явления при использовании постоянных управляющих напряжений изучены достаточно детально [1]. Из-за отсутствия у сегнетоэлектриков в парафазе существенной дисперсии диэлектрической проницаемости вплоть до частот 10^{11} - 10^{12} Гц, быстродействие сегнетоэлектрических приборов на СВЧ не ограничивается физическими явлениями в самом материале. Основные ограничения определяются быстродействием схемы управления [1]. Целью данной работы является экспериментальное определение быстродействия варакторов [2], а также исследование поведения их остаточной емкости в зависимости от параметров униполярных управляющих импульсов.

II. Основная часть

Введем следующие обозначения (рис. 1):

C_0 – начальная емкость (значение емкости варактора до подачи управляющего сигнала);

C_{res} – остаточная емкость (значение емкости варактора после выключения управляющего сигнала);

$\Delta C = C_0 - C_{res}$ и $(\Delta C / C_0) \cdot 100\%$ – параметры, характеризующие остаточные явления;

U – значение постоянного напряжения или амплитуда импульса;

T – период повторения импульсов;

t_{pulse} – длительность импульса;

$Q = T / t_{pulse}$ – скважность импульсов ($Q=2$);

$f=1/T$ – частота управляющих импульсов;

h – толщина сегнетоэлектрической пленки (для "sandwich" варактора);

s – ширина зазора (для планарного варактора);

E – управляющее электрическое поле ($E = U/h$ для "сандвич" варактора, $E=U/s$ для планарного варактора).

В соответствии с принятыми обозначениями, результатами исследований являются зависимости $\Delta C / C_0(f, U)$ и $\Delta C / C_0(E)$ для сегнетоэлектрических варакторов различного состава и конструкции.

Исследования остаточных явлений при воздействии на варакторы униполярных импульсов производились по методике, основанной на использовании СВЧ интерферометра отражательного типа. Подробное описание методики и схема измерительной установки будут приведены в докладе. Предложенная методика позволяет оценивать параметр $\Delta C / C_0$ с погрешностью не хуже 1%.

В процессе измерений на исследуемый образец подается униполярное импульсное воздействие $U_{CONTROL}$. Осциллографом фиксируется напряжение на детекторе U_d , которое пропорционально соответствует мгновенной величине емкости варактора и может быть преобразовано непосредственно в значение $\Delta C / C_0$. На рис.1 приведен пример зависимостей $U_{CONTROL}(t)$ и $U_d(t)$. Можно выделить следующие характерные уровни напряжения на детекторе:

- начальный уровень - уровень напряжения, соответствующий начальной емкости ($U_{dc}=0, C=C_0$);

- минимальный уровень - уровень, соответствующий фиксированному значению U_m управляющего воздействия как постоянного, так и импульсно-го, ($C|_{U_m}=C_{DC}|_{U_m}$);

-остаточный уровень. Напряжение, наблюдаемое в паузе между импульсами и связанное с остаточной емкостью ($U=0, C= C_{res}$). Уровень данного напряжения зависит от параметров импульса (частоты следования и амплитуды).

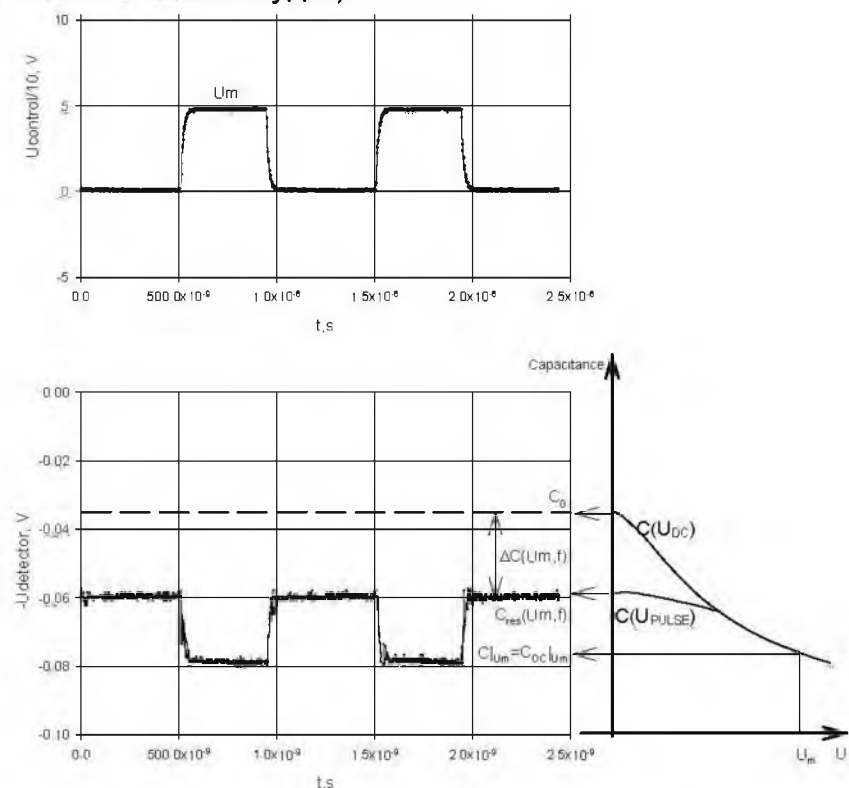


Рис. 1. Типичные осциллограммы управляющего напряжения и отклика сегнетоэлектрического "сандвич" варактора состава 30/70.

Fig. 1. Typical time profiles of the control pulse voltage and the varactors response after detection. Composition 30/70. The correlation of levels of U_{det} voltages with $C(U_m)$ dependence is schematically presented

В ходе измерений элементы исследовались в диапазоне частот управляющих импульсов от 10Hz до 10 MHz. Максимальные амплитуды импульсов управления, в зависимости от конструкции варакторов, варьировались от единиц В до 400В.

Из осциллограмм видно (рис.1), что форма импульса на детекторе повторяет импульс воздействия. Это позволяет говорить о том, что время перестройки СЭ элемента не превышает единиц наносекунд. На рисунке 2 приведены зависимости $\Delta C / C_0(f, U_m)$ для "сандвич" варактора состава 30/70. Видно, что до

напряженностей управляющих полей $40 \text{ V}/\mu\text{m}$ остаточная емкость отсутствует, с дальнейшим ростом амплитуды остаточные эффекты усиливаются и не зависят от частоты следования импульсов. Экспериментальные данные исследования образцов других составов и конструкций будут приведены в докладе.

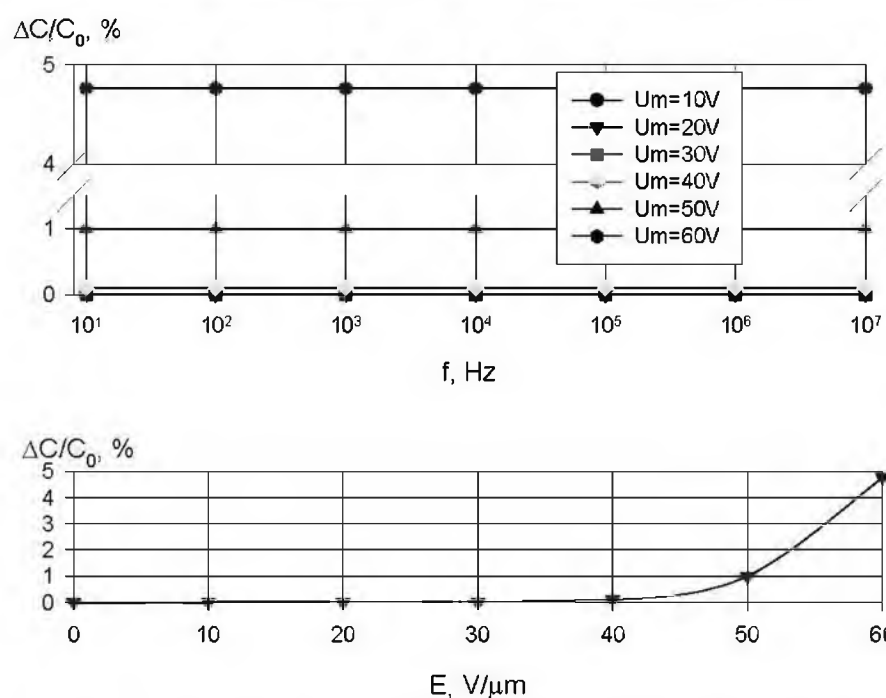


Рис. 2. Остаточная емкость варактора состава 30/70 в зависимости от частоты следования управляющих импульсов (а) полевая зависимость остаточной емкости (б).

Fig. 2. Residual capacitance of varactor vs the repetition frequency of control pulses of different amplitudes (a). Residual capacitance of varactor vs amplitude of the pulsed electric field for investigated varactor (b.)

III. Заключение

С помощью разработанной методики основанной на использовании СВЧ интерферометра отражательного типа были получены экспериментальные данные об остаточных явлениях в сегнетоэлектрических и полупроводниковых варакторах при униполярном импульсном воздействии.

IV. Список литературы

- [1] О. Г. Вендик. Сегнетоэлектрики в технике СВЧ. М.: Сов. радио, 1979.
- [2] Быстродействующий фазовый модулятор на основе сегнетоэлектрических варакторов/ Космин Д. М., Козырев А. Б., Осадчий В. Н.//СВЧ техника и телекоммуникационные технологии: Материалы 14-й Международной конференции, Севастополь, Крым, Украина, 13-17 сент. 2004г., с.408-409

TECHNIQUE FOR MEASUREMENT OF SWITCHING TIME AND HYSTERESIS EFFECTS IN THE MICROWAVE TUNABLE ELEMENTS

Kosmin D. M., Osadchy V. N.,
St. Petersburg State Electrotechnical University (LETI)
197376, Prof. Popov St, 5, Saint Petersburg, Russia
Ph./fax: +7(812)2344809, e-mail: mlp@eltech.ru

Abstract – This report is devoted to study of varactors behavior under pulse voltages, that is very important in point of their use in the fast acting microwave devices.

I. Main Part

The measurements were performed by using the procedure and the test fixture developed at LETI. The variation of varactors capacitance during the pulse and the pause between pulses is indicated by the oscilloscope. The error of measurements of the capacitance variation using the method presented is at the most $\sim 1\%$.

Following notions and designations to explain the behavior of varactor under pulse voltages should be introduced:

C_0 – initial capacitance ($U_{DC}=0$);

C_{res} – residual capacitance (value of capacitance of BST varactor at the end of the pause between pulses);

$\Delta C = C_0 - C_{res}$ and $(\Delta C/C_0) \cdot 100\%$ – the parameters to characterize the hysteresis or residual capacitance effect;

U, U_m – value of the DC voltage or amplitude of the pulse;

T – period of the pulse repetition;

t_{pulse} – the pulse duration;

$Q = T/t_{pulse}$ – duty ratio ($Q=2$);

$f=1/T$ – pulses repetition frequency;

h – thickness of the ferroelectric film (for sandwich varactor);

s – gap width (for planar varactor).

Definition of varactors residual capacitances as a function of repetition frequency (pulse duration) and magnitude of pulse E-field in BSTO ($\Delta C/C_0(f, E)$) are the main aim of this part of report.

Additional explanation of the method for measurements and results presentation are shown in figure 1. One of the typical results of measurements of 30/70 composition varactor is demonstrated in the figure q. It can be seen that the time of capacitance value variation is in a good agreement with time of the leading and trailing fronts of the control pulses ($\sim 10\text{ns}$), and no variation of the capacitance during the pulse or the pause between pulses is observed. However, the final value of varactor capacitance (C_{res}), when the pulse is turned off (pause) does not correspond to the initial C_0 . This fact leads to the reduction of varactors tunability factor in the pulse control mode compared with dc bias control.

Note the testing of semiconductor varactors demonstrates no residual capacitance phenomena, that is $\Delta C/C_0=0$ for all repetition frequencies and pulse amplitudes, applied to semiconductor diode.

II. Conclusion

The suppression of residual capacitance (at least up to definite pulse voltages ($\sim 40\text{V}/\mu\text{m}$ see fig. 2)) can be achieved by varactor design upgrading. There are techniques, which help to eliminate the impact of residual capacitance due to special control solutions: using of the corresponding DC bias voltage at which the DC and pulse $C(U)$ dependencies coincide (see fig.1).

СВЧ ИЗМЕРЕНИЯ МАГНИТНОГО ГИСТЕРЕЗИСА МЕТОДОМ ФЕРРОМАГНИТНОГО РЕЗОНАНСА В МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ ДЛИН ВОЛН

Чамор Т. Г., Костенко В. И., Чевнюк Л. В.

Киевский национальный университет имени Т. Г. Шевченко
ул. Владимирская, 64, радиофизический факультет, Киев, Украина
e-mail: ctamila@univ.kiev.ua

Аннотация – Представлено экспериментальные исследования магнитного гистерезиса ферритовых резонаторов в миллиметровом диапазоне длин волн, созданных на основе одноосных бариевых ферритов.

I. Введение

Использование одноосных бариевых ферритов для создания резонаторов в миллиметровом диапазоне длин волн, является перспективной задачей.

Существует потенциальная возможность избавиться от подмагничивающего поля, если использовать резонансы в тонких пластинках и эпитаксиальных пленках гексаферритов с доменной структурой, которые работают на одной, максимум двух фиксированных частотах. Изменяя внешнее магнитное поле можно получить перестраиваемый резонатор миллиметрового диапазона. При полевых исследованиях таких резонаторов нами обнаружено магнитный гистерезис в резонаторах, созданных на основе эпитаксиальных бариевых пленок [1]. Дальнейшие исследования показали, что гистерезис существует и в резонаторах построенных на основе монокристаллических пластинок бариевых ферритов.

II. Основная часть

Согласно современным представлениям, существует три основные причины магнитного гистерезиса в процессе намагничивания и перемагничивания [2]:

- 1) магнитный гистерезис связанный с необратимым смещением доменных границ;
- 2) магнитный гистерезис связанный с необратимым смещением спонтанной намагниченности;
- 3) магнитный гистерезис связанный с задержкой образования и роста зародышей перемагничивания.

На рис.1. представлено типичную зависимость магнитного гистерезиса в эпитаксиальных пленках бариевых ферритов, а на рис. 2. аналогичная зависимость гистерезиса в монокристаллических пластинках.

Анализ, выполненных нами экспериментальных исследований показывает, что основным механизмом гистерезиса как в эпитаксиальных пленках, так и в монокристаллических пластинках является гистерезис связанный с задержкой образования и роста зародышей перемагничивания

III. Заключение

Исследования поведения магнитного гистерезиса методом ферромагнитного резонанса дают возможность проводить предварительный отбор бариевых ферритов для создания резонаторов с повышенной добротностью.

IV Список литературы

- [1] И. В. Зависляк, В. И. Костенко, Т. Г. Чамор, Л. В. Чевнюк. // ЖТФ, 2005, т. 75, №4, с.128-131.
- [2] Г. С. Кандаурова. // Соросовский образовательный журнал, 1997, №1, с. 100-106.

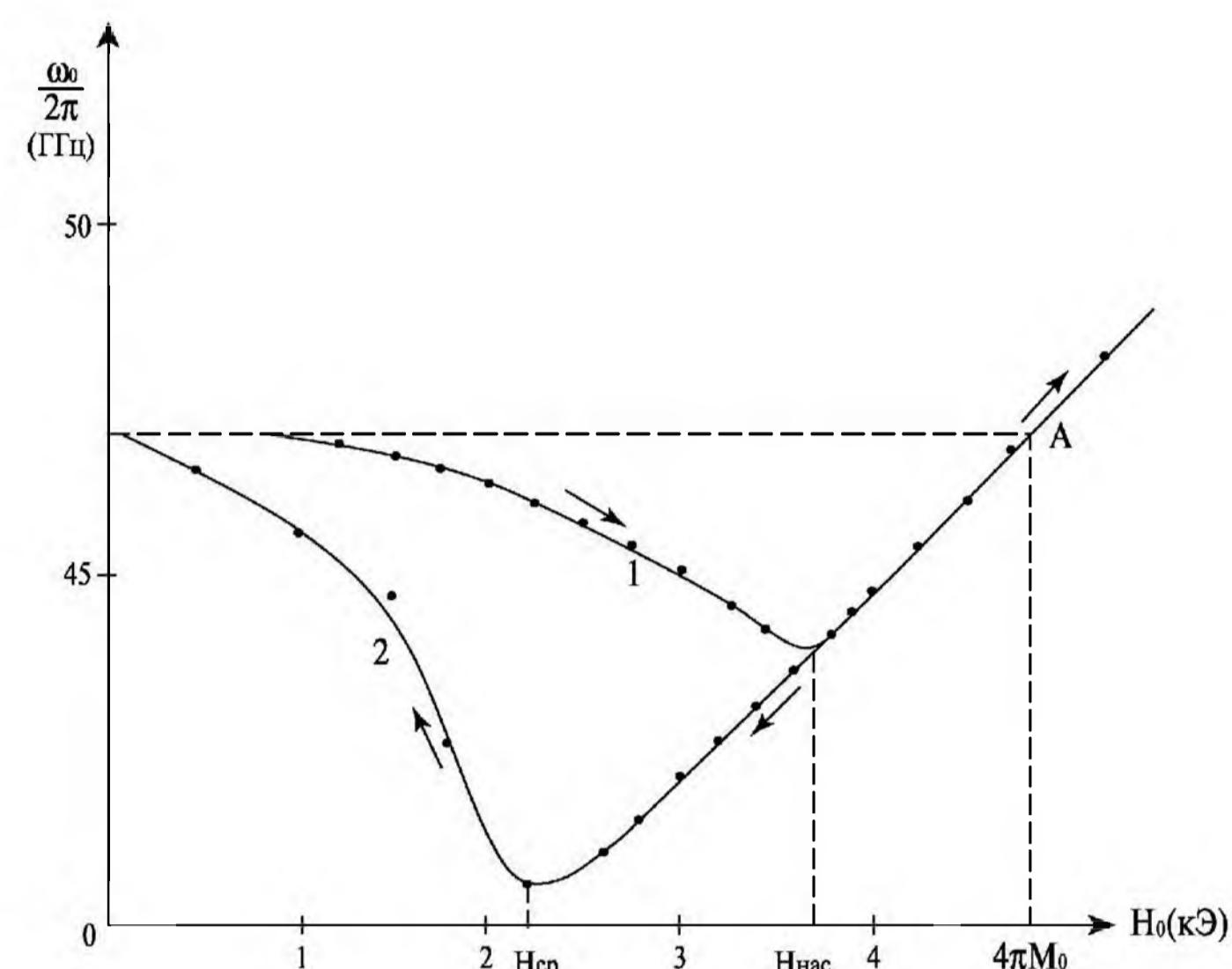


Рис. 1. Гистерезис частотно – полевой зависимости в эпитаксиальной пленке гексаферрита бария, $H_a=16.8$ кЭ, $2\Delta H=100$ Э, 1 – зависимость при возрастании поля H_0 ; 2 – при уменьшении поля.

Fig. 1. Resonant frequency ω_0 changes vs. external magnetic field H_0 (arrows indicate magnetic field H_0 changes direction); for the single-crystal epitaxial hexaferrite film, $H_a=16.8$ kOe, $2\Delta H=100$ Oe

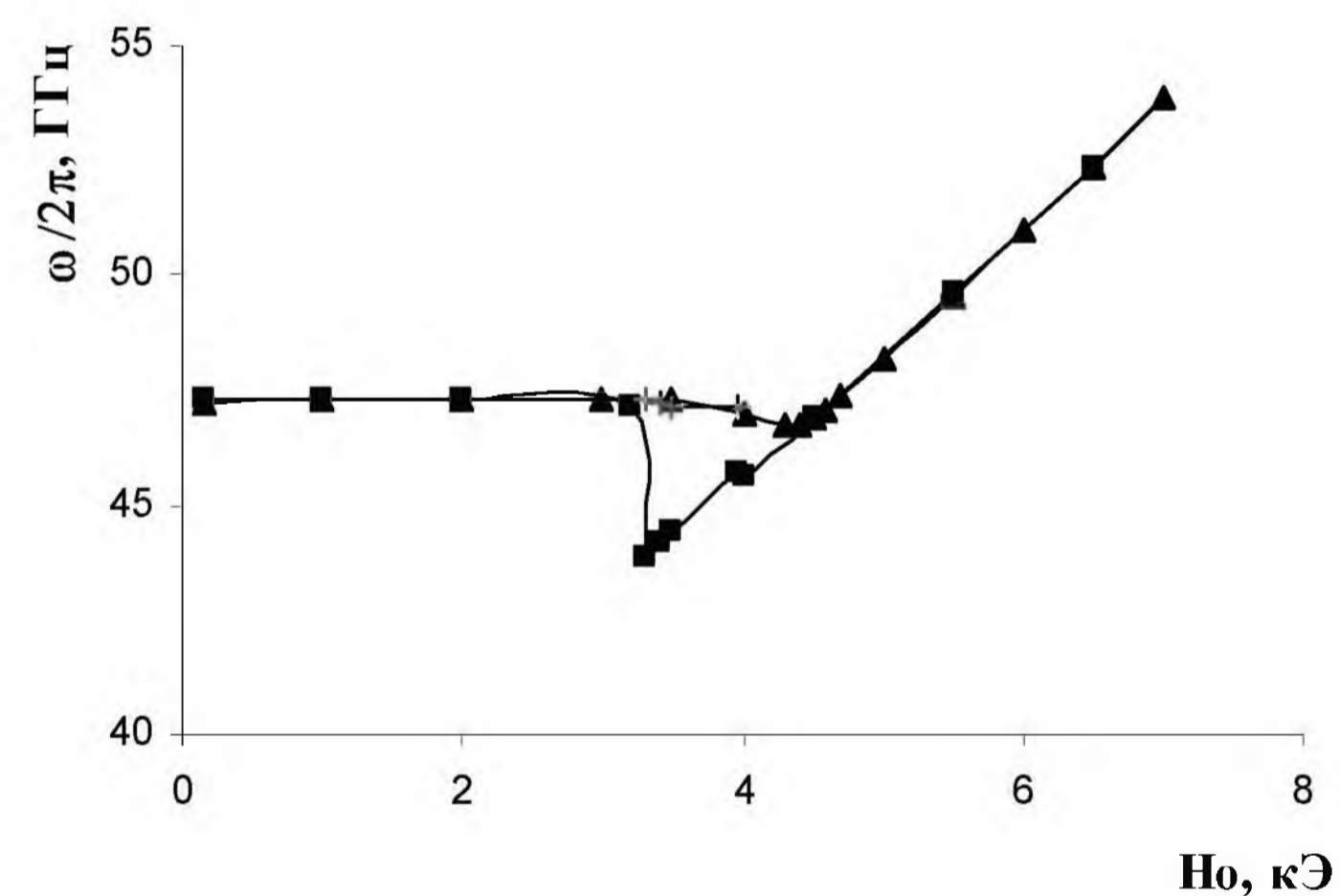


Рис. 2. Гистерезис частотно – полевой зависимости в пластинке гексаферрита бария толщиной 48 мкм, треугольник – возрастание поля, прямоугольники – уменьшение поля.

Fig. 2. Resonant frequency ω_0 changes vs. external magnetic field H_0 for 48 μm the single-crystal hexaferrite platelet, triangle – increasing field, rectangle – decreasing field

MICROWAVE MEASUREMENT OF MAGNETIC HYSTERESIS USING THE FERROMAGNETIC RESONANCE METHOD

Chamor T. G., Kostenko V. I., Chevnyuk L. V.
T. Shevchenko's Kyiv National University
Vladymirskaya str., 64, Kiev, Ukraine
e-mail: ctamila@univ.kiev.ua

Abstract – Experimental researches of magnetic hysteresis of ferrite resonators in a frequency region 40-60 GHz on the basis of monoaxial barium ferrites are presented.

ШУМОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Беренштейн В. Б., Рабинов А. А., Верещака О. В., Черепанов Н. В., Емельянов Е. В., Цыцарев А. Ю.

ОАО «НПО «Алмаз»

125190, Москва, Ленинградский пр-т, д.80

тел.: +7(095)158-97-82, факс: +7(095) 158-56-71, e-mail: info@raspletin.ru

Аннотация – Приведены расчетные соотношения шумовых характеристик импульсных сигналов по сравнению с монохроматическим сигналом и практические результаты измерений частотно-фазовых шумов импульсных сигналов. Измерения проводились с помощью анализатора спектра HP E4440 фирмы Agilent Technologies, имеющего в своем составе опцию измерения шумов.

I. Введение

К сигналам передающих устройств, работающих в составе доплеровских радиолокационных станций, предъявляются определенные требования по уровню шумов в спектре сигнала.

Для непрерывного сигнала не составляет трудности измерение фазовых шумов как с помощью отечественного оборудования (СКЗ-33), так и зарубежного (HP E4440 или HP5500).

В случае импульсного радиолокатора при больших скважностях передающих импульсов измерение фазовых шумов представляет определенные сложности.

В данной статье приведены некоторые выкладки шумовых характеристик импульсных сигналов по сравнению с монохроматическим непрерывным сигналом, а также данные измерения шумов импульсных сигналов с равномерным шумом и с шумами, спадающими по закону $1/F^2$.

II. Основная часть

Радиосигнал импульсного локатора выглядит следующим образом:

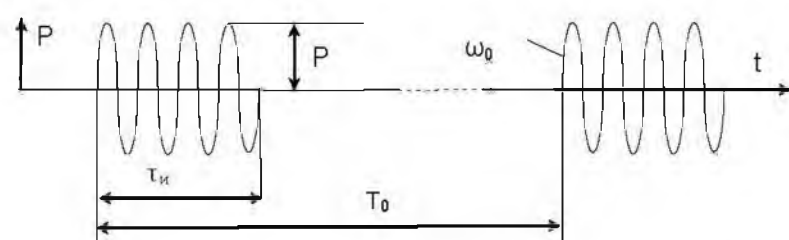


Рис. 1. Радиосигнал импульсного локатора.

Fig. 1. Radio signal from pulse radar

Спектр радиоимпульса, разложенный в ряд Фурье, показан на Рис.2.

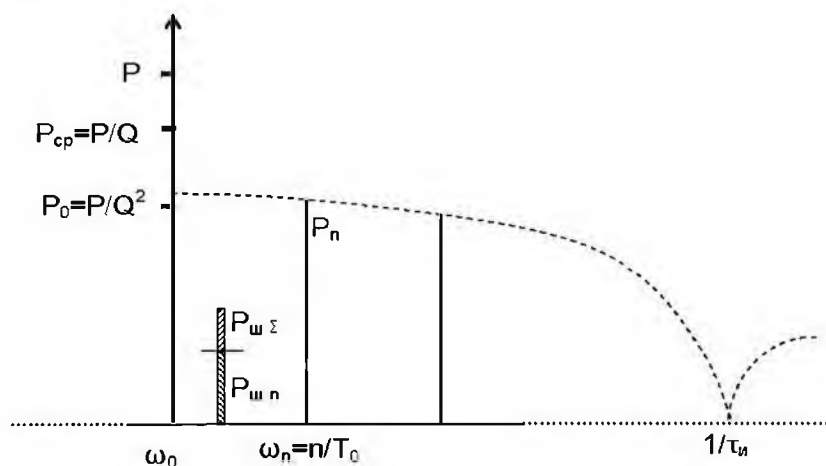


Рис. 2. Спектр радиоимпульса.

Fig. 2. Radio pulse spectrum

Мощность центральной составляющей спектра сигнала:

$$P_0 = P \cdot \left(\frac{\tau_i}{T_0}\right)^2 = \frac{P}{Q^2},$$

где P – мощность монохроматического сигнала, равная мощности импульсов,

τ_i – длительность импульса,

T_0 – период повторения импульсов,

$Q = T_0/\tau_i$ – скважность импульсной последовательности.

Мощность каждой составляющей спектра сигнала при больших Q :

$$P_n = \frac{4 \cdot P}{(\pi \cdot n)^2} \cdot \sin^2\left(\frac{\pi \cdot n}{Q}\right) = 4 \cdot P_0 \cdot \frac{\sin^2\left(\frac{\pi \cdot n}{Q}\right)}{\left(\frac{\pi \cdot n}{Q}\right)^2}$$

Суммарная мощность всех составляющих в спектре сигнала равна:

$$P_\Sigma = P_0 + \frac{1}{2} \cdot \sum_{n=1}^Q P_n = P_0 + 2 \cdot \sum_{n=1}^Q P_0 \cdot \frac{\sin^2\left(\frac{\pi \cdot n}{Q}\right)}{\left(\frac{\pi \cdot n}{Q}\right)^2}$$

Полученное выражение представляет собой сумму мощностей всех составляющих в спектре периодического импульсного радиосигнала, которая равна средней мощности (равенство Парсеваля), т.е. $P_\Sigma = P_{cp}$, тогда:

$$P_{cp} = \frac{P}{Q} = P_0 \cdot Q \quad P_0 = \frac{P}{Q^2}$$

Как видно из Рис.2, мощность шума при измерении в полосе частот Δf (обычно 1 Гц) на любой частоте анализа представляет собой сумму шумов всех спектральных составляющих сигнала:

$$P_{ш\Sigma} = P_{шcp} = P_{ш0} + 2 \cdot \sum_{n=1}^Q P_{ш0} \cdot \frac{\sin^2\left(\frac{\pi \cdot n}{Q}\right)}{\left(\frac{\pi \cdot n}{Q}\right)^2} = P_{ш0} \cdot Q$$

Отношение мощности сигнала к мощности шума при разложении импульсного радиосигнала в ряд Фурье не изменяется [1].

$$\gamma_{ш0} = \frac{P_0}{P_{ш0}} \quad P_{шcp} = P_{ш0} \cdot Q$$

Заменим $P_{ш0}$ на $P_{шcp}$, так как происходит суммирование шумов.

Следовательно, на основании последних выражений:

$$\gamma_\Sigma = \frac{P_0}{P_{шcp}} = \frac{P_0}{P_{ш0} \cdot Q} = \frac{\gamma_{ш0}}{Q}$$

Отсюда видно, что из-за суммирования шумов каждой спектральной составляющей модулированно-го сигнала суммарный шум ухудшается в Q раз.

В случае сигнала с шумами, спадающими по закону $1/F^2$, распределение мощностей шумовых гармоник имеет вид, представленный на Рис.3.

Суммарная мощность шума в любой точке анализа:

$$P_{ш\Sigma} = P_{ш0} + P_{ш1} + \dots + P_{шn}$$

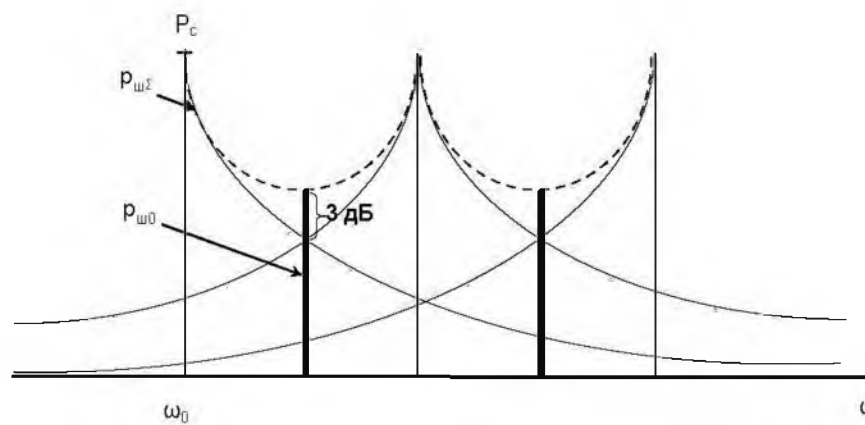


Рис. 3. Распределение мощностей шума радиоимпульса.

Fig. 3. Distribution of radio pulse noise power

Наибольшее увеличение мощности шума происходит в середине между любыми двумя спектральными составляющими, шумы которых являются преобладающими, следовательно:

$$P_{шз} = P_{ш0} + P_{ш1} \approx 2 \cdot P_{ш0}$$

На Рис.4 представлены сравнительные результаты измерения шумов монохроматического сигнала (нижняя характеристика) и модулированного сигнала с параметрами $\tau_{и}=10\text{мс}$, $T=100\text{мс}$, $f=10\text{кГц}$ (верхняя характеристика). Как видно из рисунка шумы ухудшаются пропорционально скважности.

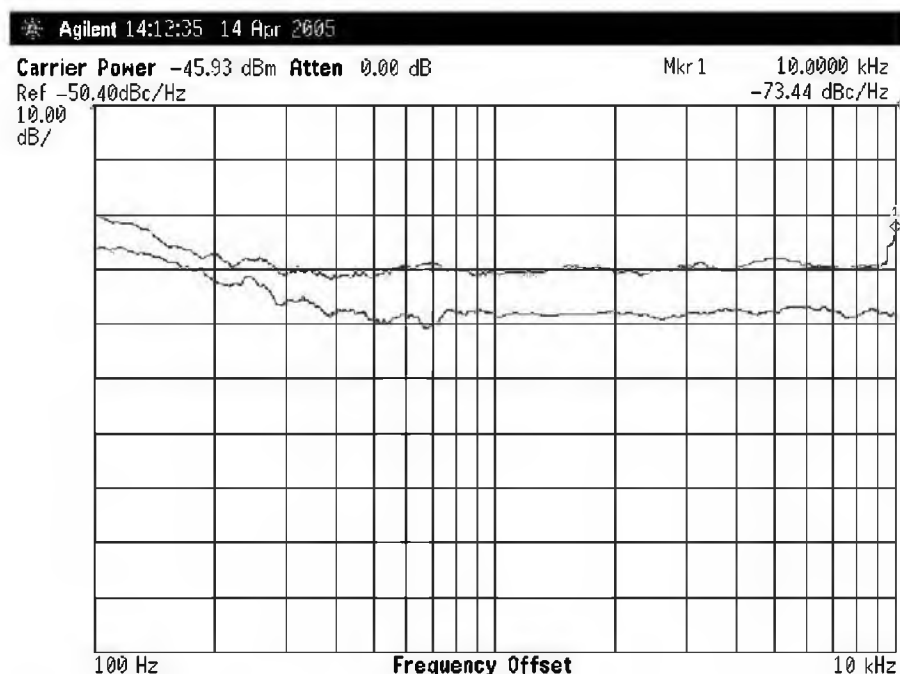


Рис. 4. Результаты измерения равномерных шумов.

Fig. 4. Uniform noise

На Рис.5 представлены сравнительные результаты измерения шумов монохроматического сигнала (нижняя характеристика) и модулированного сигнала с параметрами $\tau_{и}=1\text{мс}$, $T=10\text{мс}$, $f=100\text{кГц}$ (верхняя характеристика). Выбранный сигнал имеет спад шумов до 400 Гц по закону $1/F^2$, затем имеет непрерывный характер до частоты 10 кГц, и далее спадает по закону $1/F^2$.

Как видно из рисунка, заметного ухудшения шумов не наблюдается. Подъем шумов на 3 дБ на частоте анализа 50 кГц почти не заметен и скрывается на фоне шумов первой составляющей спектра сигнала.

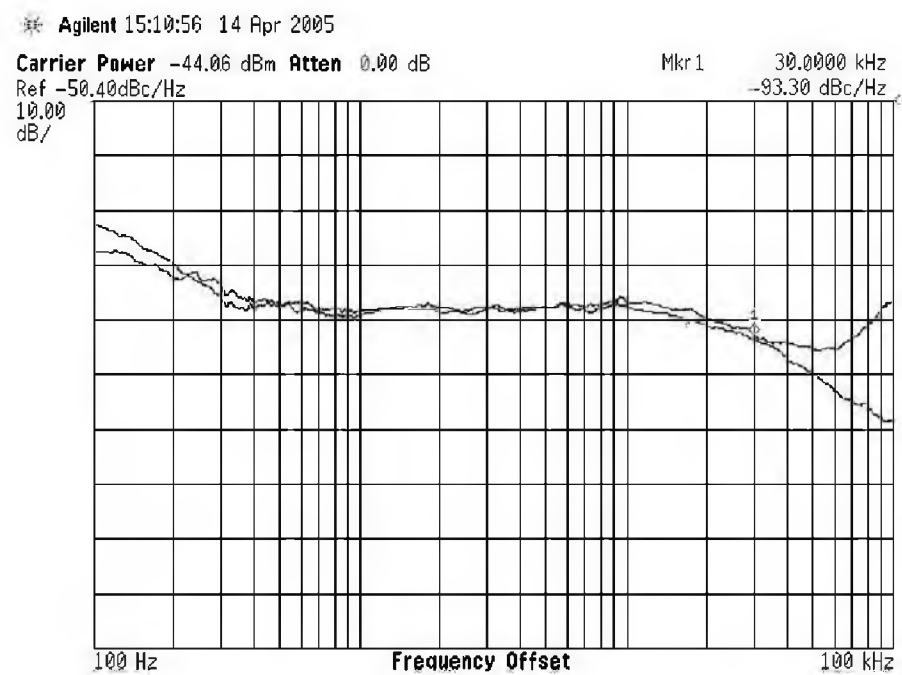


Рис. 5. Результаты измерения шумов, спадающих по закону $1/F^2$.

Fig. 5. Noise, falling by the law $1/F^2$

III. Заключение

Полученные результаты свидетельствуют о том, что в когерентной части передатчика необходимо применять задающие генераторы, формирующие сигнал возбудителя-гетеродина с шумами, спадающими по закону $1/F^2$. Имеет место ухудшение частотно-фазовых шумов у модулированных сигналов с равномерными шумами, и практически не заметно у сигналов с шумами, спадающими по закону $1/F^2$.

IV. Список литературы

- [1] Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Советское радио, 1967.
- [2] Жуков В. П., Иванова Н. Н. Радиотехнические сигналы. М.: Изд-во МЭИ, 1990.
- [3] Aeroflex, PN9000 Operation Manual, 2003

PULSE SIGNALS NOISE CHARACTERISTICS

Berenshtein V. B., Rabinov A. A., Vereschaka O.V., Cherepanov N. V., Emelyanov E.V., Tsytsarev A. Y
 "ALMAZ" SCIENTIFIC INDUSTRIAL CORPORATION
 125190, Leningradsky prospect, 80, Moscow, Russia
 Tel. +7 (095) 158 97 82, fax. +7 (095) 158 56 71
 e-mail: info@raspletin.ru

Abstract – There are some arithmetical relations of pulse signals noise characteristics compared with monochromatic signal and results of experimental measurements of pulse signals. The measurements have been conducted using Spectrum Analyzer E4440 by Agilent Technologies with phase noise measurement option. Presented experimental results well agree with phase noise theoretical relations.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ВОЗМОЖНОСТИ ПРОВЕДЕНИЯ ВАКУУМНОЙ СВЧ-СУШКИ ϵ -АМИНОКАПРОНОВОЙ КИСЛОТЫ

Кисиль Е. М., Волошко А. Ю., Солодилов А. А.⁽¹⁾, Самойлов В. Л.⁽¹⁾, Софронов Д. С.
 Институт сцинтилляционных материалов НТК «Институт монокристаллов» НАН Украины
 пр. Ленина, 60, г. Харьков - 61001, Украина
 e-mail: techno@isc.kharkov.com

⁽¹⁾ ЗАО «Технологический парк «Институт монокристаллов»
 пр. Ленина, 60, г. Харьков - 61001, Украина
 e-mail: techno@isc.kharkov.com

Аннотация – Проведены предварительные эксперименты по вакуумной СВЧ-сушке ϵ -аминокапроновой кислоты. Показано, что с помощью микроволновой энергии возможно проведение высокоэффективной сушки сырья.

I. Введение

ϵ -аминокапроновая кислота является фармацевтическим препаратом, оказывающим фибринолитическое действие. В связи с тем, что сушка как завершающий этап производства, существенным образом сказывается на качестве выпускаемой продукции, высокое качество и его стабильность в значительной степени зависят от применяемой технологии сушки.

Наиболее распространенным способом сушки исходного сырья является термический метод. Существенным его недостатком является неравномерный прогрев сырья по объему, т. к. при таком методе нагрева возникает температурный градиент, направленный вовнутрь высушиваемого материала. Для устранения этого недостатка предлагается СВЧ-нагрев. Преимуществом вакуумной СВЧ-сушки является равномерность распределения СВЧ-энергии в резонаторе, в котором находится высушиваемый материал, равномерность поглощения и нагрева сырья по всему объему, и, как следствие, - сокращение продолжительности процесса сушки и улучшение физико-химических и технико-экономических характеристик высушиваемого материала.

В докладе приводятся данные предварительных экспериментов по вакуумной СВЧ-сушке ϵ -аминокапроновой кислоты.

II. Основная часть

Для проведения экспериментов по вакуумной СВЧ-сушке использовалась ϵ -аминокапроновая кислота влажностью $\sim 3,2\%$, взятая после отжима на центрифуге (этап, после которого сырье выгружают в сушильный шкаф). Как показали проведенные эксперименты, с помощью микроволновой энергии возможно проведение высокоэффективного обезвоживания аминокaproновой кислоты при температуре, не превышающей 40°C , что очень важно для многих термолабильных субстанций. Так, для ϵ -аминокапроновой кислоты достижение температуры 40°C в процессе вакуумной СВЧ-сушки говорит о том, что её влажность не превышает $0,2\%$ (при требовании АНД не более $0,5\%$).

Эффективность вакуумной СВЧ-сушки (т. е. время, затрачиваемое на сушку материала) в значительной степени зависит от отношения объема резонатора к объему загружаемого сырья. Наши эксперименты проводились на массах ок. 100 г, т. е. КПД очень мало и составляет $0,05$. Произведя несложный расчет, получим, что при той же мощности СВЧ-генератора (500 Вт) на сушку промыш-

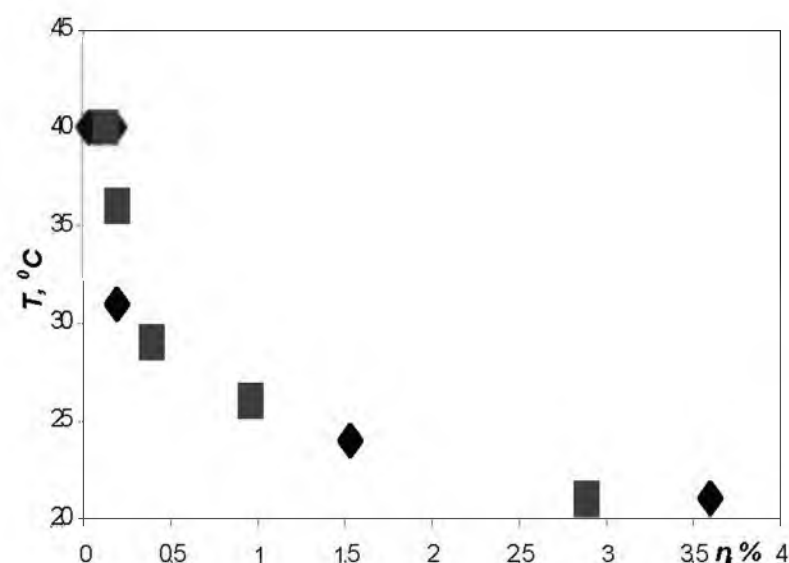


Рис. 1. Изменение температуры сырья в процессе вакуумной СВЧ-сушки.

Fig. 1. Changing temperature of raw material in the course of vacuum microwave drying

ленной партии в 11 кг будет затрачено 30 ± 40 мин.

Сравнение физико-химических свойств ϵ -аминокапроновой кислоты (исходная влажность $\sim 3\%$) после термической и вакуумной СВЧ-сушки с требованиями нормативной документации приведены в таблице 1.

Таблица 1

Table 1

Параметр	По нормативной документации	После термической сушки	После СВЧ-сушки
Содержание основного вещества, % (в пересчете на сухое вещество)	99,0 ± 101,0	99,2 ± 0,1	99,5 ± 0,1
Температура плавления (с разложением), °C	От 200 до 204	204	204
Прозрачность раствора	Должен выдерживать сравнение с эталонным раствором I	< эталона I	< эталона I
Цветность раствора	Должен выдерживать сравнение с эталоном Y ₇	< Y ₇	< Y ₇

ε-капролактамы, %	Не более 0,1	0,1	0,1
Потеря в массе при высушивании, %	Не более 0,5	0,3±0,1	0,15±0,05
Микробиологическая чистота, в 1 г препарата бактерий и грибов суммарно	Не более 100	40±20	<10

Помимо этого, вакуумная СВЧ-сушка обладает явными преимуществами по энергетическим показателям (расчет показал, что энергозатраты на сушку ε-аминокапроновой кислоты с помощью СВЧ-нагрева снижаются более чем в 10 раз). Кроме того, по результатам микробиологического анализа помимо обезвоживания аминокaproновой кислоты одновременно происходит уменьшение микробиологической загрязненности. Т. е. стерилизация является неотъемлемым эффектом при воздействии СВЧ-энергии на сырьё. Таким образом, кроме сокращения времени сушки АКК происходит уменьшение затрат на обеспечение микробиологической чистоты продукта. Проведенный комплексный анализ показал, что полученная аминокaproновая кислота соответствует всем требованиям, предъявляемым к готовой продукции нормативной документацией [3].

III. Заключение

Таким образом, с помощью вакуумной СВЧ-сушки возможно проведение высокоэффективной сушки ε-аминокапроновой кислоты. При этом такая технология позволяет снизить энергозатраты более чем в 10 раз.

Также в результате воздействия СВЧ-энергии на ε-аминокапроновую кислоту помимо сушки происходит уменьшение её микробиологической загрязненности.

IV. Список литературы

- [1] Окресс Э. Применение СВЧ-энергии в промышленности. М.: Мир.-1971.
- [2] Voloshko A. Yu., Grinev B.V., Goriletski V.I., Smimov N.N., Sofronov D.S., Shishkin O.V., Kisil E.M. Effect of microwave energy on dehydration process of sodium iodide used in single crystal growing// Functional materials.-11, No3, p. 571-574, 2004.
- [3] АНД к регистрационному свидетельству П.05.03 / 06685 на аминокaproновую кислоту.

EXPERIMENTAL RESEARCHES OF THE OPPORTUNITY OF REALIZATION OF ε-AMINOCAPRONIC ACIDS' VACUUM MICROWAVE DRYING

Kisil' E. M., Sofronov D. S., Voioshko A. J., Samoilo V. L., Solodilov A. A., Shishkin O. V.

Institute for Scintillation Materials NAS of Ukraine, STC "Institute for Single Crystals", National Academy of Sciences of Ukraine, 60 Lenin Ave., 61001 Kharkiv, Ukraine
e-mail: techno@isc.kharkov.com

⁽¹⁾ *"Institute for Single Crystals" Technological Park, 60 Lenin Ave., 61001 Kharkiv, Ukraine*
e-mail: techno@isc.kharkov.com

Abstract – Preliminary experiments on ε-aminocaproic acids' vacuum microwave drying are carried out. It is shown, that with the help of microwave energy realization of highly effective drying of raw material is possible.

I. Introduction

Under thermal heating, the heat transfer from the heater towards the heated object occurs due to heat conduction and radiation from the outer layers to the inner ones resulting in appearance of thermal gradient directed inside. Volumetric, and not just superficial (as it occurs under usual thermal influence) character of heating of irradiated material is the major feature of the microwave field action. Since material surface is cooled due to evaporation and radiation, the temperature inside is slightly higher than on the surface, i.e. temperature gradient is directed outside. This makes water move from inside to the surface, and thus accelerates the drying.

II. Main Part

ε-aminocaproic acid containing ~3.2% of water taken after centrifuge drying was used in the experiments in vacuum microwave drying. The experiments showed the opportunity of effective dehydration of aminocaproic acid at temperature not exceeding 40 °C that is very important for many thermally unstable substances. In addition, vacuum microwave drying has an evident advantage in energy consumption (calculation showed that aminocaproic acid drying needs energy 10 times less under microwave drying). Furthermore, microbiological analysis showed that drying of aminocaproic acid is accompanied by reduction of microbiological pollution. Therefore, sterilization is an imprescriptible effect of microwave action. So, besides acceleration of drying of aminocaproic acid, spending for microbiological purification is reduced. The carried complex analysis has shown that the received product matches all the requirements of the analytical normative documentation [3].

III. Conclusion

ε-aminocaproic acid drying needs 10 times less energy under microwave. So, sterilization is an imprescriptible effect of microwave action.

ОБЕЗВОЖИВАНИЕ ЙОДИДОВ ЩЕЛОЧНЫХ МЕТАЛЛОВ В МИКРОВОЛНОВОМ ПОЛЕ

Софронов Д. С., Кисиль Е. М., Волошко А. Ю., Шишкин О. В.

Институт сцинтилляционных материалов НТК «Институт монокристаллов» НАН Украины

Украина, 61001, Харьков, пр-т Ленина, 60

Тел.: (057) 330-74-97; e-mail: techno@isc.kharkov.com

Аннотация – Рассмотрено проведение обезвоживания йодидов щелочных металлов в условиях вакуумной СВЧ-сушки. Показано, что обезвоживание солей под действием СВЧ-энергии протекает с большей скоростью по сравнению с традиционным термическим нагревом.

I. Введение

Содержание кислородсодержащих примесей (O^{2-} , OH^- , CO_3^{2-}) в кристаллах на основе йодидов щелочных металлов во многом определяет их сцинтилляционные характеристики [1]. Поэтому при выращивании кристаллов особое внимание уделяется удалению остаточной влажности из исходного сырья. Особенно остро стоит данная проблема для гигроскопических соединений (йодидов лития и натрия).

Существующая технология обезвоживания йодидов щелочных металлов сводится к проведению процесса сушки в условиях вакуума при нагревании в печи сопротивления. Существенным недостатком такой технологии является проведение процесса дегидратации при повышенных температурах (более $100^\circ C$), а также возможность локального перегрева, что приводит к усилению протекания процесса гидролиза соли и в результате к образованию оксидных, гидроксидных и карбонатных примесей в исходных йодидах.

Для обеспечения равномерного протекания обезвоживания различных соединений предложено проведение процесса обезвоживания в условиях микроволнового нагрева. Одним из преимуществ которого является равномерность поглощения энергии по всему объему вещества, и, следовательно, равномерный нагрев этого объема.

II. Основная часть

Проведены эксперименты по вакуумной СВЧ-сушке йодидов щелочных металлов. Рабочая частота магнетрона 2,45 ГГц.

Нагрев солей электромагнитной энергией в процессе СВЧ-сушки осуществлялся до давления, ниже которого возникает СВЧ-разряд. Вследствие возникновения в ампуле СВЧ-разряда в сырье может произойти различные процессы (распыление материала, изменение его структуры, радиационные превращения и др.), которые являются не допустимыми для получения высококачественного конечного продукта. Чтобы исключить пробой, давление в ампуле поддерживалось на уровне 20-25 мм рт.ст.

Давление в ампуле выше 50 мм рт. ст. приводит к повышению температуры высушиваемого материала и тем самым к увеличению выделения молекул воды. Это может привести к дисбалансу между скоростью откачки паров воды и скоростью выделения газообразной воды из йодида натрия, в результате чего становится возможным протекание процесса гидролиза высушиваемой соли.

Резонатор сконструирован таким образом, чтобы распределение электромагнитной энергии было равномерно по всему объему для исключения локального перегрева соли, которое может привести к спеканию и даже плавлению.

Сопоставления обезвоживания йодидов щелочных металлов с использованием резистивного нагрева и с помощью СВЧ-энергии показали, что при прочих равных условиях процесс обезвоживания с помощью СВЧ-энергии протекает в 2-3 раза быстрее. Кроме того, обезвоживание йодида цезия протекает значительно быстрее по сравнению с йодидом натрия и лития, что связано с индивидуальными особенностями солей.

Процесс обезвоживания можно рассматривать как сумму протекание нескольких процессов: процесса удаления адсорбированных молекул воды с поверхности твердого тела и процесса разложения кристаллогидрата (в случае, когда в данном соединении молекулы воды входят в кристаллическую решетку).

В ряду йодидов щелочных металлов наблюдается значительное изменение гигроскопичности соли при переходе от лития к цезию. Йодиды лития и натрия – гигроскопические соединения, расплывающиеся на воздухе. Для них характерно образование кристаллогидратов состава: $LiJ \cdot 3H_2O$ и $NaJ \cdot 2H_2O$. Для этих солей при дегидратации необходимо учитывать протекание процесса разложения кристаллогидрата (разрушение кристаллической решетки кристаллогидрата с образованием новой фазы безводного йодида, диффузия молекул воды из «глубины» частиц соли на поверхность, удаление молекул воды из зоны реакции), поскольку молекулы воды в первую очередь будут входить в состав кристаллической решетки. В отличие от йодидов лития и натрия йодид цезия – соединение не обладающее высокой гигроскопичностью и не образующее кристаллогидратов. Процесс его обезвоживания сводится к удалению адсорбированных молекул воды с поверхности частиц соли.

Адсорбированные молекулы воды удерживаются на поверхности относительно слабыми силами Ван-дер-Ваальса (до 1-2 кДж/моль) и их удаление протекает при сравнительно небольшом нагревании. В структуре кристаллогидрата молекула воды может удерживаться за счет образования различных водородных связей (4-20 кДж/моль) или входит в координационную сферу катиона с образованием более прочной координационной связи (до 200 кДж/моль) [2]. Данные особенности следует учитывать при проведении процесса обезвоживания.

При традиционном термическом нагреве процесс обезвоживания кристаллогидрата йодида лития протекает в два этапа: при нагревании до $300^\circ C$ удаляются две молекулы воды, а при дальнейшем нагреве происходит удаление оставшейся воды, которое сопровождается частичным гидролизом соли с образованием гидроксида или оксида лития [3, 4]. При нагревании кристаллогидрата йодида натрия в атмосфере воздуха процесс дегидратации идет по монотонной кривой перехода $NaJ \cdot 2H_2O$ в NaJ , а затем, после прохождения неинвариантной точки распада $NaJ \cdot 2H_2O$ ($69,8^\circ C$), – по кривой испарения расплава йодида натрия. Оптимальные температуры дегидратации, при которых скорость удаления воды достаточно высока, находятся в интервале $70-150^\circ C$.

При температуре выше 150 °С наблюдается значительное увеличение скорости гидролиза соли [5]. Из йодида цезия адсорбированная вода удаляется уже при небольшом нагревании (до 50 °С).

В условиях микроволнового нагрева меняется механизм протекания реакции обезвоживания. Процесс поглощения электромагнитных волн молекулами воды ($\text{tg}\alpha=0.15$) происходит в значительно большей степени, чем йодидом щелочного металла ($\text{tg}\alpha=0.03-0.05$), что позволяет в основном «сосредоточить» энергию на молекуле воды. Вследствие приобретенного «излишка» энергии, последняя расходует его на разрыв водородных связей и сил Ван-дер-Ваальса.

Наиболее важным моментом является возможность полного обезвоживания кристаллогидратов йодида натрия и лития при температуре не превышающей 30 °С в микроволновом поле. В данном температурном режиме практически подавлена реакция гидролиза соли и тем самым получается безводный продукт, свободный от примеси гидроксида, приводящей к появлению высокотемпературной воды [6].

Проведение обезвоживания больших объемов солей йодида натрия и цезия показали, что для проведения обезвоживания больших объемов (сырье массой 10 кг) с помощью СВЧ-энергии требуется всего $t \sim 2$ ч (для йодида натрия) и около 20 минут (для йодида цезия) при энергопотреблении $W \sim 1,5$ кВт·ч.

III. Заключение

Таким образом, обезвоживание йодидов щелочных металлов в условиях микроволнового нагрева может протекать при температурах 25-40 °С, что значительно затормозит протекание разложения соли по реакции гидролиза. Кроме того, время проведения сушки снижается в 3 раза, а энергопотребление в 5 раз.

IV. Список литературы

- [1] Горилецкий В. И., Гринев Б. В., Заславский Б. Г., Смирнов Н. Н., Суздаль В. С. Рост кристаллов. Харьков: Акта, 2002 – 536 с.
- [2] Макатун В. Н. Химия неорганических гидратов. Минск: Наука и техника, 1985 -247 с.
- [3] Тананаев И. В., Петушкова С. М., Шпинева Г. В. О получении безводного йодистого лития. //Журнал неорганической химии. – 1958 г. – Т.3, №5. – С.1071-1074.
- [4] Бакум С. И., Кузнецова С. Ф. Получение безводного йодистого лития. //Журнал неорганической химии. – 1994 г. – Т.39, №7. – С.1090-1091.
- [5] Подорожний А. М., Коробкина Н. А., Сафонов В. В., Одинцов К. Ю., Закайман А. Ю. Исследование гидратации и дегидратации йодида натрия во влажной атмосфере. // Журнал неорганической химии. – 1988 г. – Т.33 - №1. – С.13-17.
- [6] Sofronov D. S., Grinyov B. V., Voloshko A. J., Gerasimov V. G., Kisil' E. M., Smimov N. N., Shishkin O. V. //Functional Material, V12, №2, (2005).

DEHYDRATION OF THE ALKALINE METAL IODIDE IN MICROWAVE

Sofronov D. S., Kisil' E. M.,
Voloshko A. Yu., Shishkin O. V.
Institute for Single Crystals NAS of Ukraine
60 Lenin Ave., 61001 Kharkiv, Ukraine
Ph.: (057) 330-74-97, e-mail: techno@jsc.kharkov.com

Abstract - Dehydration of the alkaline metal iodide in vacuum microwave drying are studied. It is shown that dehydration of the salts under the action of microwave is caused more quickly in contrast with traditional thermal heating.

I. Introduction

Concentration of the oxygen containing impurities (O^{2-} , OH , SO_3^{2-}) in the alkaline metal iodide crystals defines their scintillation characteristics.

Under existing technology the dehydration process of the alkaline metal iodide is conducted in the vacuum heating.

The main disadvantage of this technology is possibility of the local overheat invoking hydrolysis of the salts. As a result of hydrolysis formation of the impurities (oxide, hydroxide, carbonates) occurs in salts.

II. Main Part

Experiments under dehydration of the alkaline metal iodides in the vacuum by microwave energy have been carried. Frequency of magnetron is 2.45 GHz.

The heating of the salts by electromagnetic energy realized to pressure 20 - 25 Torr. Microwave breakdown does not appear at this pressure.

Ampule pressure higher 50 Torr. brings increasing of the temperature salt and hereunder increasing emission of the water molecules. It can bring misbalance between velocity of the rollout of water molecules and velocity of their emission from iodide with the result that makes possible realization of salt hydrolysis.

The resonator is constructed; so distribution of the electromagnetic energy was evenly under the whole volume for exception of the local overheat to salts that can bring sintering and even melting.

Comparison of dehydration of the alkaline metal iodides with using traditional heating and by means of microwave energy have shown that dehydration by the microwave make at the 3 times quicker. Dehydration of the cesium iodide runs more quickly than sodium and lithium iodides and it is connected with the individual particularity of the salts.

Reduction of the temperature for dehydration of the salts as well as reduction of time of dehydration makes possible the vastly reduction of the electric power consumption.

III. Conclusion

Thus dehydration of the alkaline metal iodides in the microwave heating can realize at the temperature 25-40 °С that vastly reduce decompositions of the salts by reactions of hydrolysis. Time of dehydration decreases 3 times and the electric power consumption decreases 5 times.

АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЦЕССОВ ВАКУУМНОЙ СВЧ-СУШКИ ФАРМАЦЕВТИЧЕСКОЙ ПРОДУКЦИИ

Солодилов А. А.⁽¹⁾, Волошко А. Ю., Кисиль Е. М., Кудин К. А.⁽¹⁾,
Самойлов В. Л.⁽¹⁾, Софронов Д. С., Шишкин О. В.

*Институт сцинтилляционных материалов НТК «Институт монокристаллов» НАН Украины
пр. Ленина, 60, г. Харьков - 61001, Украина
techpo@isc.kharkov.com*

⁽¹⁾ ЗАО «Технологический парк «Институт монокристаллов»
пр. Ленина, 60, г. Харьков - 61001, Украина
techpo@isc.kharkov.com

Аннотация – Описаны основные требования, предъявляемые к системе управления процессом. Выбраны основные технологические параметры для контроля и регулирования. Описано влияние каждого из них на технологический процесс. Приведены некоторые внештатные ситуации, которые могут возникнуть в процессе сушки

I. Введение

Основным производством, заинтересованным в применении данного способа сушки, является фармацевтическая промышленность, т. к. в данном виде производства остро стоит проблема обезвоживания порошковых компонентов, не изменив при этом их структурно-механические свойства.

При термическом нагреве передача теплоты от нагревателя к нагреваемому объекту происходит в основном за счет теплопроводности от внешних участков к внутренним, в результате чего возникает температурный градиент, направленный вовнутрь. Объемный, а не поверхностный характер разогрева высушиваемого сырья – важнейшая особенность воздействия СВЧ-поля, под действием которого происходит удаление воды из его объема. Поскольку поверхность сырья охлаждается за счет испарения и излучения, температура внутри несколько выше, чем на поверхности, то есть возникающий температурный градиент будет направлен наружу. Это приводит к тому, что влага стремится выйти из внутренних областей на поверхность, что значительно ускоряет процесс обезвоживания. Таким образом, проведение процесса СВЧ-сушки в вакууме позволяет при более низких температурах по сравнению с термическим методом (что очень важно для многих термолабильных субстанций) интенсифицировать внутренний влагоперенос [1, 2].

В связи с тем, что сушка как завершающий этап производства, существенным образом сказывается на качестве выпускаемой продукции, высокое качество, стабильность продукции в значительной степени зависит от технологического совершенства оборудования и современного уровня систем управления всем комплексом оборудования и самим процессом сушки.

II. Основная часть

В процессе вакуумной СВЧ-сушки основными контролируемыми параметрами технологического процесса являются:

- температура сырья;
- давление в сушильной камере и вакуумной системе;
- мощность СВЧ-генератора.

Также параметром, который необходимо учитывать при проведении процесса сушки, является исходная и требуемая конечная влажность сырья.

В целях предотвращения перегрева необходим постоянный контроль и регулирование температуры высушиваемого материала, т.к. в случае достижения критической температуры могут произойти необратимые физико-химические изменения в материале. Задача усложняется тем, что измерение температуры необходимо проводить бесконтактным методом, т.к. нельзя вносить никаких посторонних металлических предметов в СВЧ-поле. Поэтому контроль температуры в системе осуществляется с помощью датчика температуры (пирометра), работающего по принципу измерения излучения высушиваемого сырья в ИК-диапазоне.

Как уже говорилось, качество конечного продукта в значительной степени зависит от совершенства системы управления процессом сушки. Можно выделить следующие основные требования, предъявляемые к системе управления:

- агрессивность среды определяет выбор материалов, комплектующих, покрытий и т.д.
- взрывобезопасное исполнение электрооборудования;
- защита обслуживающего персонала от воздействия СВЧ полей и высоких напряжений;
- защита установки и обрабатываемого сырья от неправильных действий обслуживающего персонала;
- гибкость и простота перестройки системы управления при корректировках и изменениях техпроцесса;
- простота управления, наглядность выводимой информации;
- регистрация (запись) и хранение технологически важных параметров процесса сушки (температура сырья, давление и т.д.);
- любое аварийное прерывание техпроцесса должно сопровождаться тревожной звуковой и световой сигнализацией, с указанием причины отключения;
- простота техобслуживания, ремонтпригодность узлов и блоков, а также возможность диагностики неисправностей в системе управления;
- возможность управления технологическим процессом как в ручном, так и в автоматическом режиме.

Иногда возникает необходимость в медленном нагреве и остывании высушиваемого сырья. Для этих целей была разработана дополнительная САУ, которая вошла в блок управления СВЧ – генератором. Эта система позволяет работать СВЧ – генератору в пакетном режиме, что, в конечном счете, позволяет регулировать среднюю вводимую мощность.

Также были внесены изменения в конструкцию блока питания магнетрона, в результате чего в объеме сушильной камеры пропали зоны локального перегрева.

Во время любого технологического процесса возможны разные внештатные ситуации. Система автоматического управления (САУ) должна осуществлять их устранение с целью предотвращения аварий и выхода из строя технологического оборудования. В зависимости от той или иной ситуации, САУ вырабатывает определенное управляющее воздействие, направленное на изменение необходимого технологического параметра, либо на определенное звено системы управления, после чего технологический процесс выходит на заданные регламентный уровень. Для решения данных задач используются дополнительные средства автоматизации (датчики давления жидкости, концевые выключатели, и др.).

В связи с тем, что поведение многих фармацевтических субстанций в условиях СВЧ – поля еще не изучено, то не исключена возможность изменения системы автоматического управления вследствие выявления дополнительных факторов, влияющих на процесс вакуумной СВЧ-сушки. В зависимости от этих параметров исследуемого вещества может возникнуть необходимость в использовании дополнительных средств автоматизации или замене имеющихся. Также на выбор средств автоматизации влияет конструктивное исполнение сушильных аппаратов, которое зависит от требований предъявляемых к готовой продукции.

III. Заключение

Таким образом, выбраны основные параметры контроля и регулирования процесса вакуумной СВЧ-сушки, выделены основные требования к системе управления процессом, а также разработана дополнительная САУ, которая позволяет регулировать среднюю вводимую мощность.

IV. Список литературы

- [1] Окресс Э. Применение СВЧ-энергии в промышленности. М., Мир, 1971.
- [2] Данилин Б. С., Киреев В. Ю. Применение низкотемпературной плазмы для травления и очистки материалов. М., Энергоатомиздат, 1987

AUTOMATION OF PROCESSES OF VACUUM MICROWAVE DRYING THE FARMACEUTICAL PRODUCTS

Solodilov A. A.¹, Voloshko A. Y., Kisil' E. M.,
Kudin K. A.¹, Samoilo V. L.¹,
Sorono D. S., Shishkin O. V.

"Institute for Single Crystals" Technological park¹
60 Lenin Ave., 61001, Kharkiv, Ukraine
techno@isc.kharkov.com
Institute for Scintillation Materials NAS of Ukraine,
STC "Institute for Single Crystals",
National Academy of Sciences of Ukraine,
60 Lenin Ave., 61001, Kharkiv, Ukraine
techno@isc.kharkov.com

Abstract -The basic technological parameters for the control and regulations are chosen. Influence of each of them upon the technological process is described. Some non-staff situations that may arise during drying process are given.

I. Introduction

The basic production field that interested in the application of this drying is a pharmaceutical industry connected with a dehydration problem of the powder components without change of the structural/mechanical properties.

Quality of an end product substantially depends on perfection of a control system of process of drying.

II. Main Part

The basic controllable parameters at the vacuum microwave drying of the technological process are:

- temperature of the raw material,
- pressure in a vacuum system,
- power of the microwave-generator.

Also the parameter that is necessary for taking into account at realization of process of drying is final humidity of raw material.

The behavior of many pharmaceutical substances in conditions of the microwave is not investigated. Therefore changing of the automatic control system is not excluded in consequence at revealing the additional factors influencing process of the vacuum microwave drying.

Depending on these parameters may arise necessity in using of additional means of automation. Also on the choice of means of automation renders influence of a design of dryer devices that depends on individual product properties.

III. Conclusion

The basic technological parameters for the control and regulations are chosen, influence of each of them on the technological process is described, some non-staff situations which may arise during drying process are given, and also additional SAG is developed which allows adjusting average entered capacity.

НЕРЕЗОНАНСНЫЕ СИСТЕМЫ МИКРОВОЛНОВОГО НАГРЕВА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ

Демьянчук Б. А., Демьянчук В. Б.
Одесский национальный университет им. И. И. Мечникова
Ул. Довженко, 7а, Одесса – 65058, Украина
Тел.: 38 0482 494011; e-mail badem@rambler.ru

Аннотация – Рассмотрены принципы построения и применения оригинальных нерезонансных систем микроволнового нагрева производственного и бытового назначения с равномерным полем нагрева и малым уровнем фоновых излучений.

I. Введение

Преимущества СВЧ-нагревателей диэлектрических материалов перед конвективными, огневыми и контактными по объемности воздействия, интенсивности нагрева и гибкости управления хорошо известны. Однако, полувековая история развития этих систем производственного и бытового назначения особыми достижениями не отличается [1,2].

Фоновые излучения известных микроволновых нагревателей практически исключают обработку продукции на потоке из-за опасности для оператора. Нагрев продукции в закрытой металлической, т. е. резонансной, камере также порождает труднопреодолимые проблемы, несмотря на меры, предпринятые в последние десятилетия. «Стоячие» волны во всем объеме камеры не способствуют равномерности нагрева, а механические перемещения нагреваемого продукта принципиально не в состоянии исключить его локальные перегревы и недогревы, имеющие случайное распределение в объеме камеры. Щадящий нагрев позволяет разрешить проблему неравномерности за счет теплопередачи в продукте нагрева, но тогда теряется важное преимущество микро-волнового нагрева – его интенсивность.

К. п. д. такой системы заметно падает, если загрузка камеры отличается от номинальной. В этой ситуации из-за взаимной расстройки частот камеры и СВЧ-генератора последний работает на несогласованную нагрузку, которая зависит от вида загружаемой продукции и продолжительности ее обработки.

Наконец, мощные поверхностные токи по металлу внутри такой камеры порождают заметные фоновые излучения через шлюзы и окна камеры.

Все эти проблемы являются серьезным препятствием для реализации потенциальных возможностей технологий микроволнового нагрева [1].

II. Основная часть

Наши усилия в последние годы позволили найти и реализовать на практике физикотехнические решения на стыке наук: радиофизики, физики твердого тела и микроэлектродинамики, что способствует устранению отмеченных недостатков систем традиционного микроволнового нагрева.

Принципы построения и применения новых нагревателей, удовлетворяющих требованиям: равномерности поля в камере; безопасности уровня фоновых излучений камеры; независимости к. п. д. нагревателя от уровня загрузки камеры; эксплуатационной надежности за счет исключения самоперегревов генератора, формулируются нами в следующем виде [3].

Резонансные свойства камеры целесообразно нейтрализовать с помощью композитного преобра-

зователя балластной энергии электромагнитного поля в тепловую.

Электромагнитную энергию, вводимую в камеру, необходимо концентрировать в объеме обрабатываемого продукта с помощью направленного излучателя.

Половинные размеры камеры должны быть согласованы с соответствующими среднестатистическими размерами обрабатываемых образцов продукции.

Продольный размер обрабатываемых образцов продукции целесообразно согласовывать с глубиной проникновения электромагнитного поля в эти образцы.

Электромагнитную балластную энергию, падающую на преобразователь этой энергии в тепловую, необходимо утилизировать с помощью теплообменника и использовать ее для интенсификации процесса микроволнового нагрева.

Раскрыв направленного излучателя должен быть удален от потока (образца) обрабатываемой продукции на расстояние, большее, чем расстояние до ближней границы дальней зоны распространения электромагнитных колебаний в микроволновой камере.

Требуемое качество новой, нерезонансной, системы микроволнового нагрева может быть достигнуто, при условии введения в состав традиционной системы одновременно всех трех ее новых функциональных узлов: блока согласованной концентрации электромагнитного поля; преобразователя балластной энергии поля в тепловую; теплообменника-утилизатора балластной тепловой энергии.

Материал композита-преобразователя энергии поля в тепловую должен удовлетворять ряду специфических требований. Он должен иметь: малые значения коэффициентов отражения и прохождения поля; высокую термо- и влагостойкость; нетоксичность при нагреве; высокие адгезионные свойства.

Указанные принципы построения запатентованы нами в нескольких изобретениях. Результаты теоретических и экспериментальных исследований возможностей и свойств новых систем микроволнового нагрева изложены в монографии [3].

Экспериментальные исследования нерезонансных систем микроволнового нагрева включали два направления: модернизацию бытовых микроволновых печей японского, корейского, итальянского и украинского производства; изготовление установки производственного назначения в виде микроволновой сушилки пиломатериалов с полезной мощностью 35 кВт и камерой объемом 60 куб. м.

Удельный расход энергии подобной системы составляет примерно 2,5 кВтч/(м куб. %). Для сравнения: известные микроволновые сушилки имеют этот показатель, равный 5,0 кВтч/(м куб. %) и более, а конвективные сушилки – 15,0 кВтч/(м куб. %) и более. В новых нерезонансных системах с равномерным точно дозированным воздействием влагоудаление

осуществляется в условиях идеального совпадения (изнутри древесины – наружу) направлений градиентов: температуры, давления паров и влажности. В традиционных же микроволновых системах из-за «стоячей» волны, следовательно, местных недогревов-перегревов это совпадение часто невозможно, а в конвективных всегда невозможно.

Для новых бытовых камер показатель локальной неравномерности уменьшается практически до нулевого значения, а интегральной – в (1,5 – 2,0) раза. Относительное увеличение к. п. д. составляет 28%, а величина ухода к. п. д. от его среднего значения при изменении уровня загрузки камеры уменьшается на 70%.

Отметим здесь также возможности реализации в предлагаемых системах с равномерным нагревом новых микроволновых технологий: термохимического синтеза новых материалов; микроволнового вспенивания полимеров, напр., полистирола; пространственного плазмообразования; малотемпературной пастеризации и др.

III. Заключение

Таким образом, сформулированы, обоснованы и экспериментально проверены принципы построения и применения нерезонансных систем микроволнового нагрева, основанные на введении в состав известных систем трех новых узлов: концентратора энергии в объеме продукта; преобразователя балластной энергии поля в тепловую и утилизатора балластной тепловой энергии.

Приведены результаты экспериментального сравнения технических характеристик известных и новых систем микроволнового нагрева по основным показателям качества.

Отмечены возможности развития на базе предлагаемых камер с равномерным полем новых микроволновых технологий.

III. Список литературы

1. Кингстон Г. М., Джесси Л. Б. Пробоподготовка в микроволновых печах. М. «Мир», 1991. 333 с.
2. Княжевская Г. С. и др. Высокочастотный нагрев диэлектрических материалов. Л. «Машиностроение», 1989. 33 с.
3. Демьянчук Б. А. Принципы и применения микроволнового нагрева. Одесса. «Черноморье», 2004. 520 с.

NONRESONANT SYSTEMS FOR MICROWAVE HEATING OF DIELECTRIC MATERIALS

Demyanchuk B. A., Demyanchuk V. B.
Odessa State National University
7a Dovzhenko Str., Odessa, Ukraine, 65058
phone: +380 (482) 494011
e-mail: badem@rambler.ru

Abstract – The paper discusses the principles of designing new nonresonance systems of microwave heating for industrial and household applications. They offer the following advantages over the currently available systems: the absence of uneven local heating and background radiation; independence of the chamber energy efficiency from the amount of load.

1. Introduction

Advantages offered by the existing microwave heaters in comparison with the thermal ones in terms of large-scale impact, heating intensity and flexible control, unfortunately, are marred by the following factors: uneven heating due to standing-wave reflections in the chamber; background radiation due to the surface reflection of waves in the chamber; energy losses due to misalignment between the chamber and generator natural frequencies when the chamber is loaded below its rated capacity.

2. Main Part

Principles of designing and implementing new systems of microwave heating are summarized in the following way:

- Neutralization of resonance properties of microwave chambers with the help of the ballast-to-thermal energy converter;
- Concentration of electromagnetic energy inside chambers within the volumes of processed products;
- The chamber half-size should match the respective average statistical dimensions of processed products;
- Lengths of processed products should match the penetration depth of electromagnetic field;
- Utilization of thermal ballast energy;
- Products should be placed in the remote radiation area of the chamber.

Implementing these principles would compensate the drawbacks of the existing industrial and household microwave heaters.

Results of our theoretical and experimental research have been corroborated by the following examples of improved quality parameters:

- a) Heating evenness has increased 1.5-2 times;
- b) Background radiation has dropped 10 times.

3. Conclusion

The application of even electromagnetic fields in chambers would facilitate the development of new microwave technologies, such as thermochemical synthesis of new materials, microwave expansion of polymers, etc.

КОМПЕНСАЦИЯ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ СКОРОСТИ ПОТОКА ВЕЩЕСТВА ПУТЕМ УЧЕТА ЕГО ФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ

Широков И. Б., Поливкин С. Н., Сердюк И. В.
 Севастопольский национальный технический университет
 Севастополь - 99053, Украина
 Тел.: (0692) 55-00-05; e-mail:shirokov@stel.sebastopol.ua

Аннотация — Рассмотрены вопросы возникновения дополнительной погрешности радиоволновых расходомеров. Предложен способ измерения скорости потока вещества с одновременным определением его качественного состава по изменению электрофизических параметров. Произведен анализ данного метода и структурной схемы измерителя, являющегося его реализацией.

I. Введение

Радиоволновые СВЧ расходомеры позволяют измерять параметры потока вещества, в том числе сыпучих материалов, эмульсий и т.д. бесконтактными методами. Измерители, построенные по этим схемам, имеют достаточно простую реализацию, поэтому применяются наиболее часто. Вместе с тем, показания таких измерителей будут достоверными только при условии соответствия электрофизических параметров вещества, скорость потока которого подлежит измерению, параметрам вещества, которое использовалось на этапе калибровки измерителя. Это поясняется влиянием электрофизических параметров вещества на показания измерителя. Для того чтобы получать достоверные результаты измерений с помощью радиоволнового измерителя скорости потока вещества, необходимо предусмотреть в нем возможность непрерывного наблюдения и корректировки показаний с учетом качественного состава измеряемого вещества.

II. Основная часть

Рассмотрим взаимное влияние указанных выше параметров более детально. Допустим, вещество 1 перемещается в пределах зоны 2 в направлении, указанном стрелкой (рис 1).

Пусть для измерения скорости вещества используются две антенны 3 и 4, одна из которых является передающей, а другая - приемной. Условимся считать передающей антенну 3, а приемной - антенну 4. Направление главного максимума излучения антенны 3 образует с направлением перемещения вещества угол α , отличный от 90° . При прохождении электромагнитной волны частотой f_0 через вещество 1 от антенны 3 к антенне 4 возникает доплеровский сдвиг частоты.

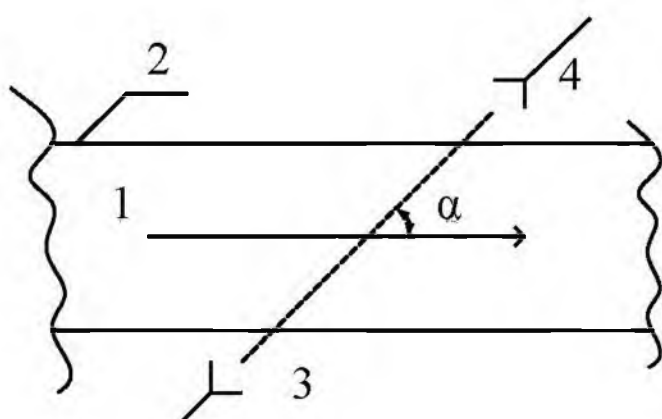


Рис. 1. Схема измерителя скорости потока вещества.

Fig. 1. Scheme of a substance flow rate meter

Радиальная составляющая скорости потока вещества, измеренная с помощью прибора, реализованного по данной схеме, составит:

$$v' = v \cdot \cos(\alpha). \quad (1)$$

Учитывая взаимосвязь длины волны электромагнитных колебаний в среде распространения с длиной волны в свободном пространстве, а также взаимосвязь между частотой электромагнитных колебаний и его длиной волны, получим для значения доплеровского сдвига частоты:

$$f_D = \frac{v \cdot \cos(\alpha) \cdot \sqrt{\epsilon}}{\lambda_0}. \quad (2)$$

Данное выражение описывает взаимосвязь между измеряемой скоростью потока вещества и его диэлектрической проницаемостью при наличии радиальной составляющей скорости среды.

Поскольку измеритель в процессе калибровки настраивается на измерение скорости потока вещества в предположении неизменности его состава, любое отклонение ϵ от эталонного будет приводить к возникновению погрешности в определении скорости потока вещества.

Для устранения этой зависимости в измерителе необходимо получать информацию не только о скорости потока вещества, но также и о его электрофизических параметрах. Используя эту информацию, можно корректировать показания измерителя, нейтрализуя влияние состава вещества на измеряемый параметр.

Возможный вариант построения такого измерителя на уровне структурной схемы приведен на рисунке 2.

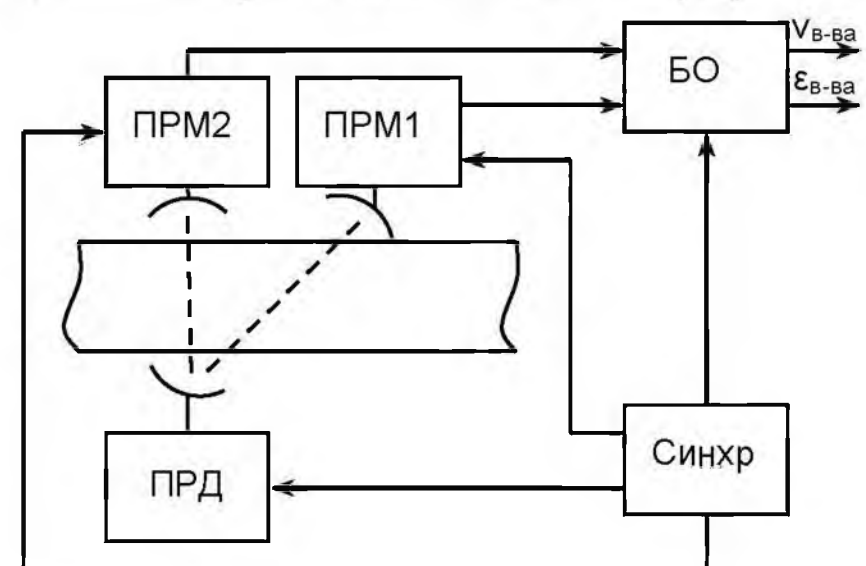


Рис. 2. Структурная схема измерителя.

Fig. 2. Block diagram of a flow rate meter

В измерителе, выполненном по схеме, приведенной на рис. 2 для получения информации о качественном составе вещества, скорость потока которого измеряется, применяется вспомогательный приемный канал ПРМ2. Приемная антенна вспомогательного канала расположена перпендикулярно направлению распространения вещества, поэтому прини-

маемый ей сигнал от передающей антенны не содержит доплеровского сдвига частоты (см. (2)). Сигнал на выходе этого канала содержит информацию об электрофизическом составе вещества. В блоке обработки БО (см. рис.2) происходит обработка низкочастотных сигналов, полученных от каждого из приемных каналов в реальном масштабе времени. В процессе обработки осуществляется разделение информации о скорости потока вещества и его качественном составе. В результате, выходными параметрами блока обработки будут скорость потока вещества (или его расход) и информация о составе вещества в текущий момент времени (или степень отклонения от заданных норм). Поскольку в данном измерителе предполагается использовать гомодинные методы обработки сигнала, для его функционирования необходим блок синхронизации, вырабатывающий опорные и эталонные сигналы для остальных блоков измерителя.

Преимущество схемы данного измерителя по сравнению с рассмотренными в [2] заключается в его повышенной точности при измерении скорости потока вещества, состав и свойства которого изменяются в широких пределах с течением времени. Кроме того, на выходе измерителя присутствует сигнал, характеризующий электрофизические параметры вещества, что позволяет, например, организовывать непрерывный мониторинг качественного состава проходящего вещества.

III. Заключение

Область применения измерителя скорости потока вещества, рассмотренного в данной статье, значительно расширяется, благодаря устранению влияния состава вещества на показания прибора. С помощью данного измерительного прибора можно измерять скорость потока и расход смесей веществ, что может найти применение в таких отраслях промышленности, как нефтедобыча и нефтепереработка, деревообрабатывающая промышленность, пищевая промышленность и т.д.

Выходные данные измерителя можно использовать самостоятельно в составе функционально законченного блока. В этом случае к измерителю добавляются только соответствующего типа индикаторные устройства. При использовании измерителя в составе автоматизированных систем управления технологическими процессами, его выходные данные поступают в АСУТП, где осуществляется обработка информации и ее отображение. Задачи калибровки измерителя в этом случае также целесообразно поручить ЭВМ, исключив по максимуму из технологического процесса человеческий фактор.

IV. Список литературы

- [1] *Каханович В. С.* Измерение расхода вещества и тепла при переменных параметрах, М., «Энергия», 1970.
- [2] *Викторов В. А., Лункин Б. В., Совлуков А. С.* Радиоволновые измерения параметров технологических процессов / В.А. Викторов и др. – М.: Энергоатомиздат, 1989.- 208 с.
- [3] *Кремлевский П. П.* Расходомеры и счетчики количества: Справочник. – 4-е изд., перераб. и доп. – Л.: Машиностроение. Ленингр. отд-е, 1989. – 701 с.: ил.

MEASUREMENT ERROR ELIMINATION OF MATTER FLOW VELOCITY TAKING INTO ACCOUNT ITS PHYSICAL PARAMETERS

Shirokov I. B., Polivkin S. N., Serduk I. V.
*Department of radio engineering,
Sevastopol National Technical University,
Studgorodok, Sevastopol, 99053, Ukraine
Phone: (+38 0692) 55-000-5. Fax: 55-414-5
E-mail: shirokov@stel.sevastopol.ua*

Abstract — Problems of origination of a radiowave flow-meter complementary error are studied. A method of a matter flow rate measurement with simultaneous determination of its qualitative composition according to change of electrophysical parameters is proposed. Analysis of this method and the meter block diagram as a part of its realization is carried out.

РЕГИСТРАЦИЯ ЧАСТИЧНЫХ РАЗРЯДОВ В ИЗОЛЯЦИОННЫХ КОНСТРУКЦИЯХ МИКРОВОЛНОВЫМИ ГОМОДИННЫМИ МЕТОДАМИ

Широков И. Б., Сеницын Д. В.

Севастопольский Национальный технический университет,
Севастополь, Стрелецкая бухта, Студгородок, 335053, СевНТУ, кафедра радиотехники
тел. (+38 0692) 55-000-5, факс 55-414-5, e-mail: shirokov@stel.sebastopol.ua

Аннотация – В работе рассмотрены возможности и характеристики бесконтактных радиоволновых методов регистрации частичных разрядов в электроизоляционных конструкциях. Приведены достоинства и недостатки существующих на сегодняшний день радиоволновых методов регистрации частичных разрядов. Предложено применение микроволновых гомодинных методов, как наиболее точных и чувствительных, при решении подобных задач. Работа может быть полезной при проектировании измерительной аппаратуры регистрации частичных разрядов, а также при проведении испытаний высоковольтного оборудования различных видов.

I. Введение

В последнее время проявляется повышенный интерес к внедрению радиоволновых методов измерения в сферы производственной и научной деятельности. Применение радиоволновых методов является бесспорным преимуществом: отсутствует механическая связь с объектом измерений, что позволяет существенно снизить вносимые погрешности, а также, радиоволновые методы отличаются малой инерционностью и широким классом измеряемых параметров.

Гомодинные радиоволновые методы измерения разности фаз и амплитуды достаточно просты в реализации, они универсальны и точны, по сравнению с другими радиоволновыми методами, поэтому позволяют решать большое количество задач в области радиоволновых измерений [1]. Отличительная особенность гомодинных методов заключается в том, что с их помощью можно измерять не только амплитуду, но, что самое существенное, еще и разность фаз сигналов, что в итоге делает их достаточно привлекательными при диагностике изоляции электрооборудования.

II. Основная часть

Внутренние частичные разряды возникают в электроизоляционной среде в местах с пониженной электрической прочностью. Длительное воздействие достаточно интенсивных частичных разрядов может привести к пробое изоляции, поэтому определение характеристик внутренних частичных разрядов при диагностике и испытании высоковольтного электрооборудования необходимо как для правильного выбора допустимых рабочих напряженностей электрического поля, так и для прогнозирования срока службы электроизоляционных конструкций. Кроме того, интенсивность частичных разрядов является контрольным параметром качества электрической изоляции, по которому выбираются технологические параметры процесса ее изготовления [2,3].

Предпосылкой возникновения частичных разрядов является локальная неоднородность электрического поля в изоляционной конструкции, обусловленная наличием в ней газовых включений (микроскопических воздушных полостей) или других веществ. Частичный разряд рассматривают как переходный процесс, возникающий в неоднородном диэлектрике

при определенных начальных условиях, когда фактическая напряженность электрического поля в локальной неоднородности изоляции принимает значение, при котором формируется ее электрический пробой.

В большинстве случаев, при профилактике стационарного оборудования в эксплуатационных условиях применяют бесконтактные методы измерения характеристик частичных разрядов с помощью аппаратуры работающей в дециметровом или СВЧ диапазоне.

Как известно, частичные разряды в высоковольтной изоляции оборудования генерируют импульсные электрические сигналы. Эти сигналы распространяются по электрическим цепям оборудования (т.н. электрические сигналы частичных разрядов) и излучаются в виде электромагнитных волн в окружающую среду (т.н. электромагнитные сигналы частичных разрядов). Обнаружение таких сигналов свидетельствует о наличии дефектов в изоляции. В СВЧ диапазоне уровень помех достаточно низкий, к тому же можно использовать антенны с высокой степенью направленности, обеспечивающие локализацию источника сигналов с достаточной точностью.

Все современные бесконтактные радиоволновые методы регистрации построены по описанному выше принципу. Основные их преимущества – дистанционное измерение характеристик частичных разрядов при работающем оборудовании (отпадает необходимость выводить из эксплуатации диагностируемое оборудование), надежное обнаружения сигналов ЧР во внутренней изоляции контролируемых объектов на фоне характерных в эксплуатационных условиях помех и коронных разрядов, отсутствие проблемы обеспечения условий электробезопасности, незначительная трудоемкость работ. Чувствительность бесконтактных методов позволяет обнаруживать частичные разряды величиной 10 – 20 пКл [2].

В работе предлагается использовать для регистрации частичных разрядов в изоляции электрооборудования микроволновые гомодинные методы измерения [1,4,5]. В основу всех гомодинных методов заложен принцип использования исходных генерируемых колебаний в качестве сигнала гетеродина для тех же колебаний, но прошедших через исследуемый объект, которые несут информацию о параметрах последнего.

В этом случае регистрация частичных разрядов происходит по изменению фазы и амплитуды электромагнитной волны, прошедшей через испытуемый диэлектрик. Изменение фазы волны происходит за счет изменения локальных диэлектрических свойств диэлектрика, при возникновении в нем частичных разрядов.

В тоже время, на исследуемой электроизоляционной конструкции увеличивается высокое напряжение. В определенный момент времени, напряжение достигает значения, когда в локальных неоднородностях исследуемого объекта начинают возникать частичные

разряды, при этом излученный СВЧ сигнал получает дополнительный набег фазы, по которому можно косвенно судить об интенсивности и величине частичных разрядов. Дополнительный набег фазы сигнала получается в связи с локальным изменением диэлектрической проницаемости изоляции конструкции, что приводит в свою очередь к изменению пути прохождения электромагнитной волны.

Точность определения интенсивности изменения диэлектрической проницаемости, а в свою очередь и точность регистрации частичных разрядов на основе гомодинных методов, определяется длиной волны излучений. Кроме этого на точность измерений влияет разрешающая способность самого измерителя разности фаз и амплитуды. Поскольку фазовые измерения согласно описанному выше методу производятся не на частоте несущей, а переносятся в область низких частот, то можно утверждать, что инструментальная погрешность измерения разности фаз практически не сказывается на точности проводимых измерений.

Таким образом, повышая частоту излучения и увеличивая разрешающую способность измерителя разности фаз и амплитуды можно еще больше улучшать разрешающую способность проводимых измерений.

III. Выводы

Современные радиоволновые методы регистрации частичных разрядов строятся по принципу приема антенной сигналов, которые генерируются при возникновении разрядов внутри исследуемой конструкции.

Чувствительность этих методов не достаточно высока, иногда, с помощью этих методов трудно локализовать область частичных разрядов, так как регистрирующие приборы работают в дециметровом диапазоне длин волн (спектр частичных разрядов сосредоточен в основном в этом диапазоне).

Применение гомодинных методов регистрации позволяет уйти от прямых характеристик разрядов и воспользоваться косвенными, такими как изменение изоляционных свойств материала (диэлектрическая

проницаемость) под действием частичных разрядов, при этом увеличивается точность регистрации, а также достоверность. Недостатком всех существующих методов регистрации частичных разрядов является большая трудность, а иногда и невозможность отделить частичные разряды на фоне коронных. Этого лишены гомодинные методы, так как они регистрируют изменения внутри изоляционной конструкции и не реагируют на излучение, источником которого являются коронные разряды.

IV. Список литературы

- [1] Широков И. Б., Синицын Д. В., Шабалина О. В. Принципы реализации и область применения гомодинных методов измерений 14-я Международная КрыМиКо 2004.
- [2] Справочник по электротехническим материалам. В 3-х т./Ред. Ю. В. Корицкого, В. В. Пасынкова, Б. М. Тареева, изд. 3-е перераб. – М.: Энергоатомиздат, 1986.
- [3] Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники, изд. 4-е. М.: Высшая школа, 1964.-730с.
- [4] Shirokov I. B., Ivashina M. V. Amplitude and Phase Progression Measurements on Microwave Line-of-Sight Links. IGARSS'01. Conf. Proceedings. Sydney, Australia, 9-13 July 2001. – 3646 pp.
- [5] Широков И. Б. Устройство для измерения амплитуды и разности фаз. А.С.1486942 (СССР), оп. в БИ №22 15.06.1989 С01Р13/04.

REGISTRATION OF PARTIAL DISCHARGES IN INSULATING UNITS WITH MICROWAVE HOMODYNE METHODS

Shirokov I. B., Sinitsyn D. V.
Sevastopol National Technical University,
335053, Sevastopol, Streletzkaja bay, Studgorodok,
SNTU, Chair of radio engineering
Ph.: (+38 0692) 55-000-5, fax 55-414-5,
e-mail: shirokov@stel.sevastopol.ua

Abstract – An opportunity of using of non-contact measuring methods are discussed in a paper. The homodyne method of registration of partial discharges in insulation unit is presented.

КОНТРОЛЬ СОДЕРЖАНИЯ ВЛАГИ В СЫПУЧИХ МАТЕРИАЛАХ МИКРОВОЛНОВЫМИ МЕТОДАМИ

Широков И. Б., Сердюк И. В., Арутюнян М., Стрельцов Д. С.
Севастопольский Национальный технический университет

Севастополь, Стрелецкая бухта, Студгородок, 335053, СевНТУ, кафедра радиотехники
тел. (+38 0692) 55-000-5, факс 55-414-5, e-mail: shirokov@stel.sebastopol.ua

Аннотация – В работе рассмотрены принцип построения микроволнового устройства измерения содержания влаги в сыпучих материалах, реализующего гомодинный метод измерения фазы и амплитуды сигналов. Рассчитаны параметры распространения микроволн в измерительном канале. Обоснован выбор рабочей частоты измерительного устройства.

I. Введение

В последние годы проявляется повышенный интерес к внедрению радиоволновых методов измерения в сферы производственной и научной деятельности. Это объясняется их бесспорным преимуществом перед контактными методами. Эти преимущества заключаются в том, что во-первых, отсутствует механическая связь с объектом измерений, что позволяет существенно снизить вносимые погрешности, а во-вторых, радиоволновые методы отличаются малой инерционностью и широким классом измеряемых параметров.

В данной работе рассматривается измеритель содержания влаги в сыпучих материалах, использующий микроволновый гомодинный метод измерения набега фаз, как один из самых прогрессивных на сегодняшний день радиоволновых методов. Гомодинные методы позволяют измерять не только амплитуду, но, что самое существенное, еще и разность фаз сигналов, поскольку начальная фаза исходных СВЧ сигналов взаимно компенсируется (вычитается).

II. Основная часть

Структурная схема измерительной установки приведена на рисунке 1.

В основу всех гомодинных методов заложен принцип использования исходных генерируемых колебаний в качестве сигнала гетеродина для тех же колебаний, но прошедших через исследуемый канал связи, которые несут информацию о параметрах последнего.

Генератор формирует непрерывные микроволновые колебания. Пройдя через циркулятор, сигнал излучается антенной и поступает в исследуемый канал, представляющий собой хранилище сыпучих материалов (бункер) высотой $h = 0,5$ м. Высота заполнения материалом хранилища составляет в ряде конкретных задач 15 – 30 % от высоты бункера. Во время распространения сигнала до ретранслятора он приобретает некоторый набег фазы φ , который состоит из набега фазы в воздухе и в заполнителе:

$$\varphi = \varphi_{\text{в}} + \varphi_{\text{з}}, \dots \text{где:}$$

$$\varphi_{\text{в}} = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot (h - L) \text{ – набег фазы в воздухе } (\epsilon_1=1);$$

$$\varphi_{\text{з}} = \frac{2\pi \cdot \sqrt{\epsilon_2}}{\lambda} \cdot L \text{ – набег фазы в заполнителе;}$$

λ – длина волны в свободном пространстве.

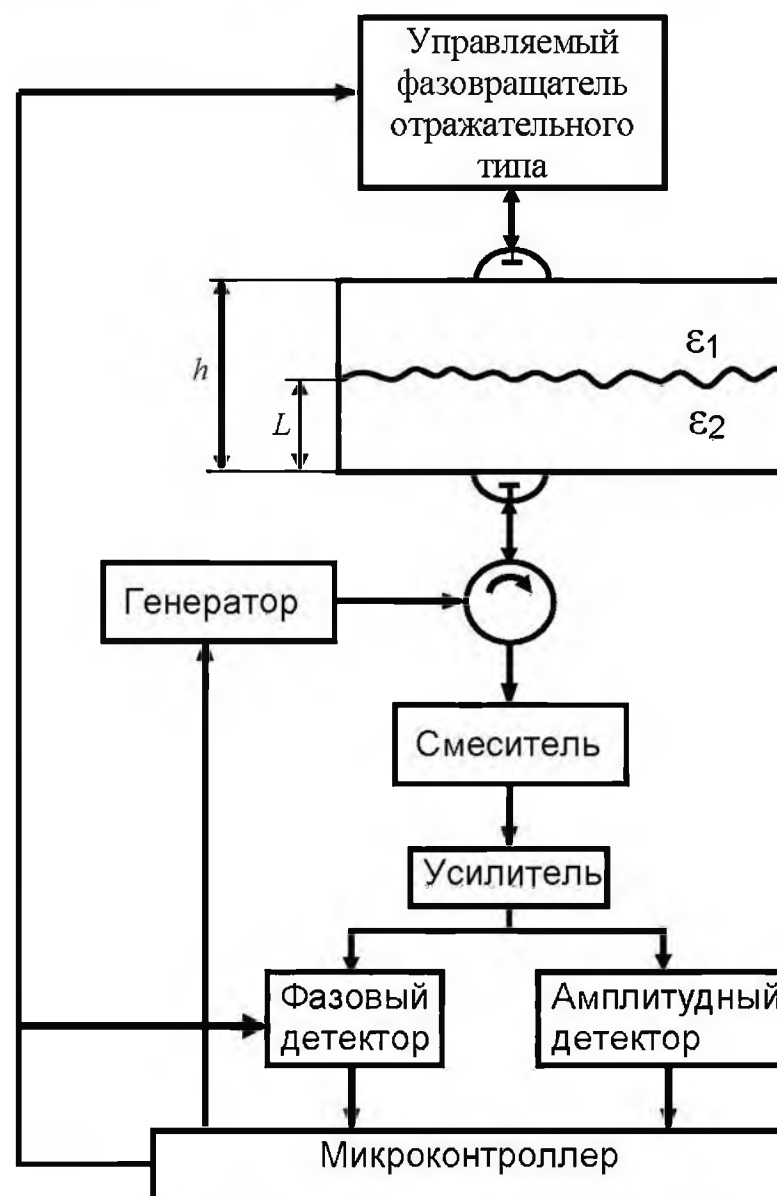


Рис. 1. Структурная схема измерителя.

Fig. 1. Block diagram of a meter

В принятый ретранслятором сигнал, при помощи управляемого фазовращателя отражательного типа, вносится линейно нарастающий, либо периодический пилообразный фазовый сдвиг, что эквивалентно сдвигу частоты исходных колебаний на величину $\Omega = 2\pi/T$.

Сигнал, вновь пройдя через канал, получая при этом еще раз набег фазы равный φ , принимается антенной, и через циркулятор попадает на смеситель, где перемножается с исходным сигналом. В результате преобразования на выходе смесителя получается низкочастотный сигнал.

Усиленный сигнал с частотой Ω подается вместе с опорным сигналом на фазовый детектор, на выходе которого формируется напряжение пропорциональное разности фаз сигналов. Параллельно сигнал подается на амплитудный детектор. Таким образом, на выходе амплитудного детектора мы имеем сигнал, пропорциональный K^2 – вносимому каналом связи затуханию, а на выходе фазового детектора сигнал, пропорциональный 2φ – вносимому каналом сдвигу фаз.

Для выбора рабочей частоты измерителя обратимся к анализу энергетики измерительного канала.

Вычислим коэффициента передачи измерительного канала. Коэффициент передачи канала опреде-

ляется как произведение коэффициента передачи воздуха, с учётом отражения от границы раздела сред, и коэффициента передачи заполнителя, при учёте омических потерь:

$$K = (1 - |\Gamma|) \cdot \frac{E_z}{E}, \dots \text{где}$$

$$\Gamma = \left| \frac{Z_{02} - Z_{01}}{Z_{02} + Z_{01}} \right| - \text{модуль коэффициента отражения;}$$

$$Z_{01} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \approx 377, \text{ Ом} - \text{характеристическое}$$

сопротивление воздуха;

$$Z_{02} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_2 \varepsilon_0 - i \frac{\sigma}{\omega}}}, \text{ Ом} - \text{характеристическое}$$

сопротивление заполнителя;

σ , См/м – удельная проводимость заполнителя;

$\omega = 2\pi f$ – круговая частота;

E , В/м – амплитуда напряжённости поля до прохождения заполнителя;

E_z , В/м – амплитуда напряжённости поля после прохождения заполнителя.

Амплитуда напряжённости поля при прохождении заполнителя толщиной L равна

$$E_z = E \cdot e^{-\alpha L}, \dots \text{где}$$

$$\alpha = \frac{2\pi \cdot \sqrt{\varepsilon_2}}{\lambda_1} \cdot \left[\frac{\sqrt{1 + (tg\delta_3)^2} - 1}{2} \right]^{\frac{1}{2}} -$$

коэффициент ослабления в проводящей среде;

$$tg\delta_3 = \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_2 \varepsilon_0} - \text{тангенс угла диэлектрических}$$

потерь.

Проведя вычисления выберем рабочую частоту измерительной установки 1,5 ГГц, так как ниже этой частоты падает разрешающая способность измерителя, а при большей частоте увеличиваются потери в измерительном канале.

Для выбранной частоты при заполнении на 30 % по высоте влажной смесью с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_2 = 30$ и проводимостью $\sigma = 0,03$ См/м затухание в измерительном

канале составляет $K^2 = 11,6$ дБ, а полный набег фазы $2\varphi_1 = 4218^\circ$.

При заполнении на 15 % по высоте сухой смесью с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_2 = 3$ и проводимостью $\sigma = 1,1 \cdot 10^{-5}$ См/м затухание в измерительном канале составляет $K^2 = 2,71$ дБ, а полный набег фазы $2\varphi_2 = 1998^\circ$.

Разность между полными набегам фазы в измерительном канале при заполнении влажной и сухой смесью составляет 2220° . Это приводит к неоднозначности измерений. Для устранения этой неоднозначности – измерения проводятся на нескольких частотах. Результаты измерений сопоставляются, и по ним делается вывод о качественном составе смеси.

Дополнительно анализируются амплитудные характеристики сигналов, что также дает возможность повышать разрешающую способность установки.

III. Заключение

Таким образом, в работе показана возможность осуществления контроля влажности сыпучих материалов с помощью микроволн. Использование гомодинных методов позволяет реализовать высокую разрешающую способность измерителя. Аппаратурная часть измерителя при этом оказывается достаточно простой и не содержит сложных высокочастотных трактов. Некоторое усложнение программной части измерителя, связанное с решением задач устранения неоднозначности, без труда решается средствами микроконтроллеров.

MOISTURE CONTROL IN BULK MATERIALS BY MEANS OF MICROWAVE METHODS

Shirokov I., Serduk I., Arutunjan M., Streltsov D.
Sevastopol National Technical University
335053, Sevastopol, Streletzkaja bay, Studgorodok,
Chair of radio engineering
Ph.: (+38 0692) 55-000-5, fax: 55-414-5,
e-mail: shirokov@stel.sevastopol.ua

Abstract – The realization of the microwave-measuring device for bulk material moisture control is discussed in the present paper. The homodyne methods of amplitude and phase measurements are used. These methods provide high accuracy of measurements. The choosing of working frequency of measuring device is discussed, taking into account resolution ratio and matter attenuation.

ПЕРЕДАЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО ДЛЯ РАДИОДАЛЬНОМЕРА ПОВЫШЕННОЙ ТОЧНОСТИ

Зайцев А. А., Ковбаса А. П., Шайда В. А.

Научно-исследовательский институт «Квант-Радиоэлектроника»

Ул. Димитрова 5, Киев, 03150, Украина

Тел.: 227—0798; e-mail: V.Shayda@ktrans.kiev.ua

Аннотация — Предложен принцип построения радиопередающего устройства для радиодальномера с непрерывным излучением, работающего в диапазоне 76 ... 77 ГГц. Выходной сигнал радиопередающего устройства имеет сложную форму, представляющую собой комбинацию дискретного ЛЧМ сигнала, изменяющегося в полосе $\Delta F = 500$ МГц с дискретом $f_{\text{дис}} = 1$ МГц, временем переключения с частоты на частоту не более 2 нс и временем удержания на каждой дискретной частоте $t_{\text{уд}} = 50$ мксек, и фазокодоманипулированного псевдослучайной последовательностью (М-последовательностью) сигнала с изменением фазы 0° и 180° . Длительность элемента М-последовательности — 4 нс, время переключения фазы — 2 нс. Мощность выходного сигнала радиопередающего устройства 20 мВт.

I. Введение

В радиодальномере с непрерывным излучением для повышения точности определения дальности и разрешающей способности объектов в сочетании с высоким темпом обновления информации, предлагается использование комбинации двух (или более) видов модуляции. Как, например, в [1], где предложено использование комбинации линейной частотной модуляции (ЛЧМ) с кодированным сдвигом частоты (КСЧ).

Основными трудностями при реализации таких радиодальномерных систем являются технические сложности при построении радиопередающих устройств, способных формировать сигналы специфической формы. Ниже рассмотрен принцип построения радиопередающего устройства, способного сформировать сигналы специальной формы, представляющие собой комбинацию сигнала с дискретной ЛЧМ и фазокодовой манипуляцией М-последовательностью со значениями фазы изменяющимися от 0° и до 180° .

II. Основная часть

В основу передающего устройства положены две концепции: первая — комбинация двух видов модуляции не должна приводить к искажению обоих видов модуляции в выходном сигнале передающего устройства; вторая — все последующие преобразования выходного сигнала передающего устройства не должны приводить к изменению параметров модуляции.

Структурная схема передающего устройства приведена на рис. 1. Передающее устройство состоит из задающего генератора, одновременно являющегося формирователем дискретного ЛЧМ сигнала, модулятора $0^\circ / 90^\circ$ и умножителя — усилителя частоты. Формирователь ЛЧМ сигнала представляет собой два генератора с ФАПЧ, синхронизируемые одним кварцевым генератором, каждый из которых имеет время установления около 50 мксек. Каждый генератор включает генератор, управляемый напряжением (ГУН), синтезатор частоты и управляющий микроконтроллер.

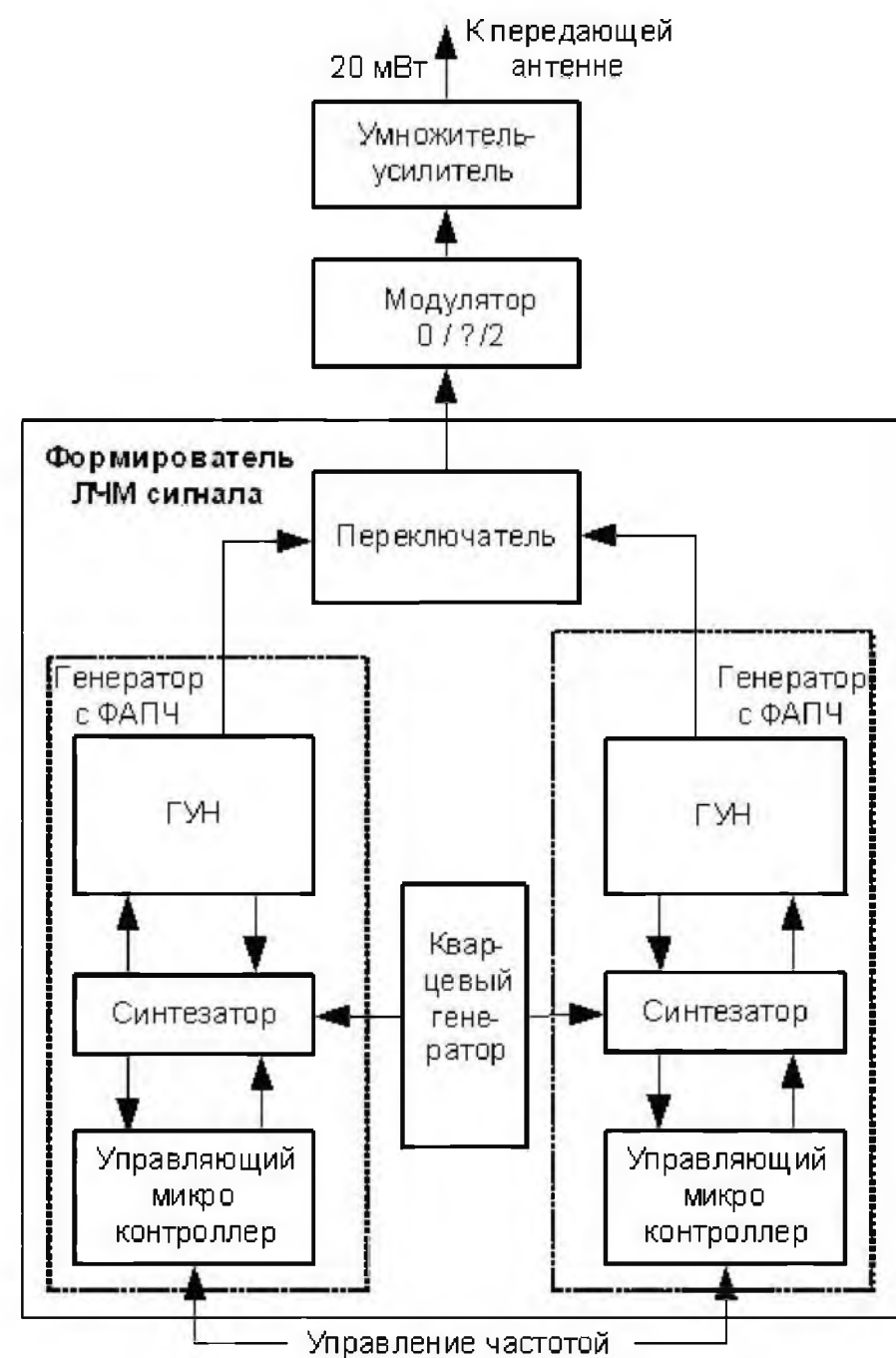


Рис. 1. Передающее устройство.

Fig. 1. Transmitter

Генераторы формируют сетку из 500 дискретных частот при средней частоте $f_{\text{ср}} = 6$ ГГц. Эти генераторы с помощью быстродействующего переключателя (скорость переключения не более 2 нс) подключаются через усилитель к удвоителю частоты.

Таким образом, на выходе задающего генератора мы получаем сформированный из 500 дискретных частот ЛЧМ сигнал с $f_{\text{ср}} = 12$ ГГц, и временем удержания на каждой дискретной частоте — 50 мксек.

Манипулятор-модулятор $0^\circ / 90^\circ$ представляет собой пассивное устройство, обеспечивающее сдвиг фаз 0° и 90° на выходе за счёт трехдецибелного квадратурного делителя сигналов. Выходы делителя с помощью быстродействующих переключателей (скорость переключения около 2 нс) подключаются поочередно ко входу усилителя-умножителя.

На вход модулятора 0° и 90° поступают сигналы задающего генератора. При подаче на переключатели, в качестве управляющих сигналов, М-последовательности, на выходе манипулятора 0° и 90° сформируются сигналы сложной формы, рис. 2.

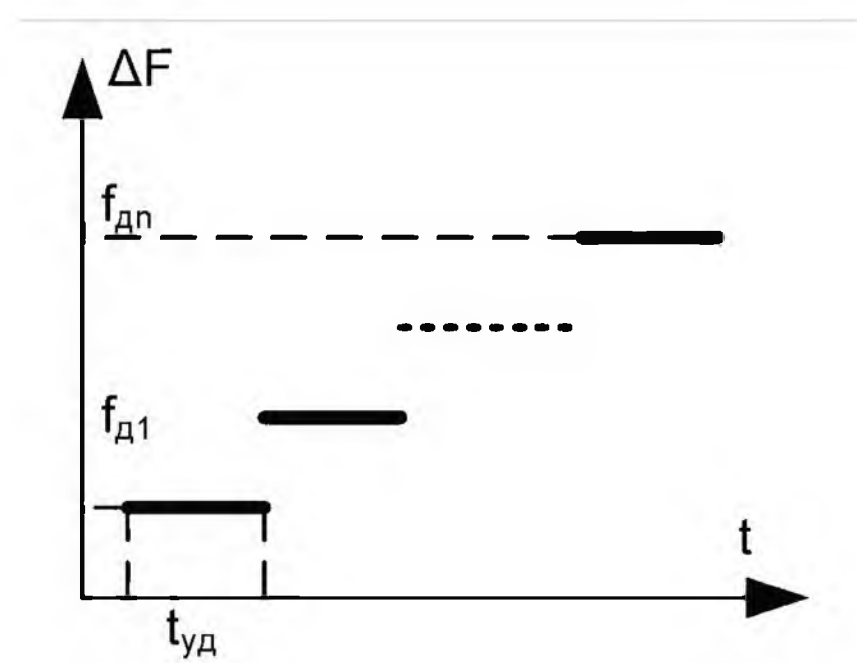


Рис. 2а Структура сигнала на выходе задающего генератора.

Fig. 2a Signal structure at the output of LFM source

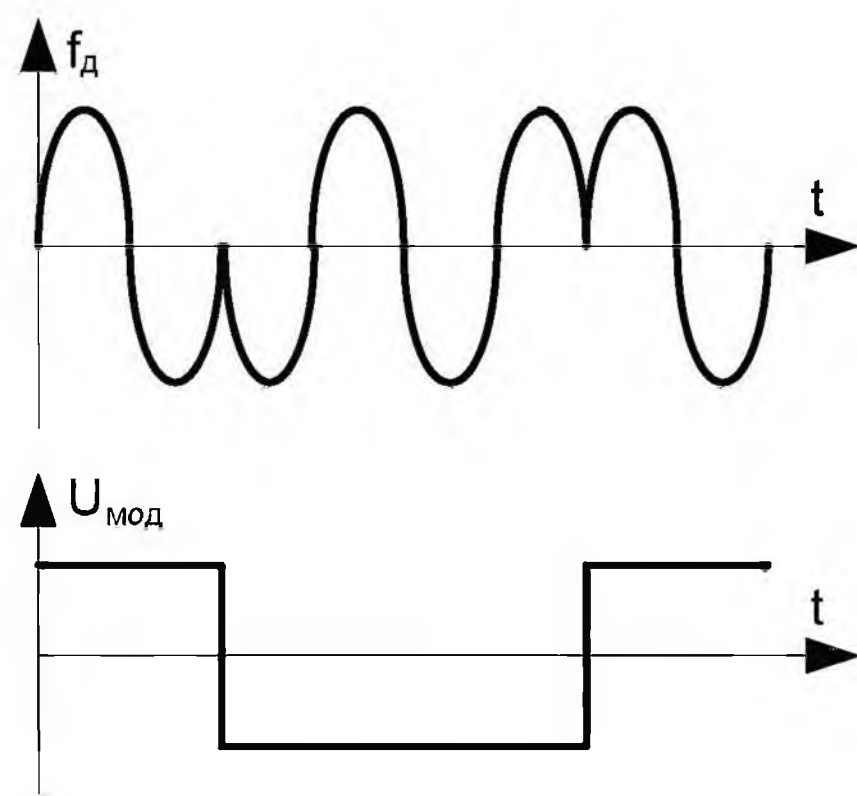


Рис. 2б. Структура дискретной частоты – кодоманипулированный сигнал.

Fig. 2b. Discrete frequency structure – code-manipulated signal

На каждой из установленных дискретных частот $f_{дис}$ (рис 2а) в течении времени $t_{уд}$ будет изменяться фаза колебаний с 0° на 90° (рис. 2б). Параметр модуляции выбран 0 и 90° в связи с тем, что в последующем каскаде усилителя – умножителя частота удваивается, что, приводит к удвоению величины фазовой манипуляции. В то же время, имеющийся процесс утроения частоты такого эффекта не даст. В усилителе — умножителе частот поступающие на его вход сигналы с выхода модулятора 0° — 90° вначале проходят процесс умножения частоты на три, затем на два с одновременным изменением величины фазовой манипуляции до значения $0^\circ, 180^\circ$ и затем усиления до требуемых уровней выходных сигналов.

Усилитель — умножитель имеет два выхода с уровнями сигналов соответственно 10 мВт и 20 мВт. Сигнал с выхода 10 мВт предназначен для использования его в приемном устройстве в качестве сигнала когерентного гетеродина.

III. Заключение

Предложенная структура построения передающего устройства позволяет получить на его выходе сигналы мощностью соответственно 10 мВт и 20 мВт сложной формы, образуемые путём комбинации ЛЧМ и фазовой манипуляции. При этом изменение параметров ЛЧМ и фазовой манипуляции может изменяться в широких пределах путём изменения

структуры сигналов управления без каких-либо схемных изменений передающего устройства. Передающее устройство реализовано на элементной базе фирм Advanced Logging Components Inc., United Monolithic Semiconductor, M/A-com, Celeritek, Hewlett Packard.

IV. Литература

- [1] Herann Rohling, Marc-Michael Meinecke, «Waveform Design Principles for Automotive Radar Systems», Technical University of Hamburg, Hamburg/Germany Department.
- [2] Mainke Marc-Michael, Rohling Hermann, «Combination of LFM CW and FSK modulation principles for automotive Radar System» German Radar Symposium GRS2000, Berlin, October, 11-12, 2000.

TRANSMITTER FOR EXTRA-ACCURACY RADAR

Zaytsev A. A., Kovbasa A. P., Shayda V. A.
Science and Research Institute

«Quant-Radioelektronika»

Dimitrov str., 5, Kiev, 03150, Ukraine

Tel.: 227-0798; e-mail: V.Shayda@ktrans.kiev.ua

Abstract – Proposed in this paper is the principle for design of continuous 76...77GHz radar. Radar output signal has a complicated shape which is a combination of discrete LFM signal with $\Delta F = 500$ MHz and $f_{дис} = 1$ MHz, and time of frequency change 2ns or lower, time of holding each frequency $t_{hold} = 50$ us, and additional Phase-Code Modulation (M-sequence) with 0° and 180° phase. Length of M-sequence element — 4ns, phase switching time — 2 ns. Output power is 20 mW.

I. Introduction

Main difficulties in radar design are due to UHF transmitter design. Principle of transmitter construction for LFM plus M-sequenced phase modulation follows.

II. Main Part

The idea of using combination of LFM and PM was first introduced in [1]. As it is shown in Fig. 1, transmitter includes reference oscillator, which produces LFM signal, $0^\circ / 90^\circ$ phase manipulator, and amplifier. LFM signal source includes two PLL oscillator synchronized by 1 quartz oscillator with 50us uptime.

Oscillators produce 500 frequencies in 500 MHz band, with average frequency 6 GHz. They are connected to frequency doubler through the amplifier. LFM signal source produces signal as it is shown in fig 2a.

So we have discrete LFM signal at 12 GHz average frequency, 50 μ s hold time.

Phase manipulator is a passive device which shifts phase by means of 3dB quadrature signal divider. It produces signal shown in Fig. 2b. We use 90 degrees phase shift in order to obtain 180 degrees after twofold frequency rise. Transmitter will have 2 outputs, with 10mW and 20mW power.

III. Conclusion

Transmitter uses components produced by Advanced Logging Components Inc., United Monolithic Semiconductor, M/A-com, Celeritek, Hewlett Packard.

АВТОМОБИЛЬНАЯ РАДИОЛОКАЦИОННАЯ СТАНЦИЯ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА НЕПРЕРЫВНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Зайцев А. А., Ковбаса А. П., Шайда В. А.
Научно-исследовательский институт «Квант-Радиоэлектроника»
Ул. Димитрова 5, Киев, 03150, Украина
Тел.: 227-0798;
E-mail: V.Shayda@ktrans.kiev.ua

Аннотация – Рассмотрен принцип построения автомобильной РЛС непрерывного излучения для обеспечения безопасности вождения автомобиля в условиях плохой видимости. Для улучшения точностных характеристик используется комбинация линейно частотной модуляции и фазокодовой манипуляции. РЛС использует моноимпульсный метод и обеспечивает точность определения угловой координаты 1° в секторе обзора по азимуту 12° , точность определения расстояния – 0,2 метра на дальности – 150 м.

I. Введение

Отличительной особенностью автомобильных радиолокационных станций (РЛС) является незначительная дальность действия (150-200 м) и сектор обзора (12° - 15° в азимутальной плоскости) в сочетании с высокой точностью определения дальности, точности местоположения (до 1 м) и скорости сближения с объектом (до 2,5 км/час) [1, 2]. Если к этому добавить ограниченное время контакта при высоком темпе обновления информации, и требования к минимальному уровню ложных тревог, то разработка принципа построения РЛС, удовлетворяющей этим условиям, является сложной технической задачей. Поэтому при проектировании такой РЛС основное внимание было уделено выбору специфической формы сигнала, обеспечивающего требования по точности и разрешающей способности, при минимально возможном времени измерения, и электронному позиционированию объекта в азимутальной плоскости [3, 4].

II. Основная часть

Предложенная ниже структура построения автомобильной РЛС базируется на использовании моноимпульсного метода измерения азимутальных координат и сложной структуре сигнала, являющейся комбинацией линейной частотной модуляции (ЛЧМ) и фазокодовой манипуляции (ФКМ).

Структурная схема РЛС приведена на Рис.1.

Моноимпульсная антенная система представляет собой четыре рупорных излучателя. Два излучателя (4 и 6 на рис.1) имеют ширину диаграммы направленности в азимутальной плоскости $\Delta\varphi = 10^\circ$ и служат для формирования суммарных передающего и приемного каналов.

Два других рупорных излучателя (8 и 9 на рис. 1) имеют ширину диаграммы направленности в азимутальной плоскости $\Delta\varphi = 14^\circ$. Они расположены таким образом, чтобы их диаграммы направленности пересекались на половинном уровне. Излучатели подсоединены к плечам двойного волноводного моста 7 и служат для формирования разностного приемного канала.

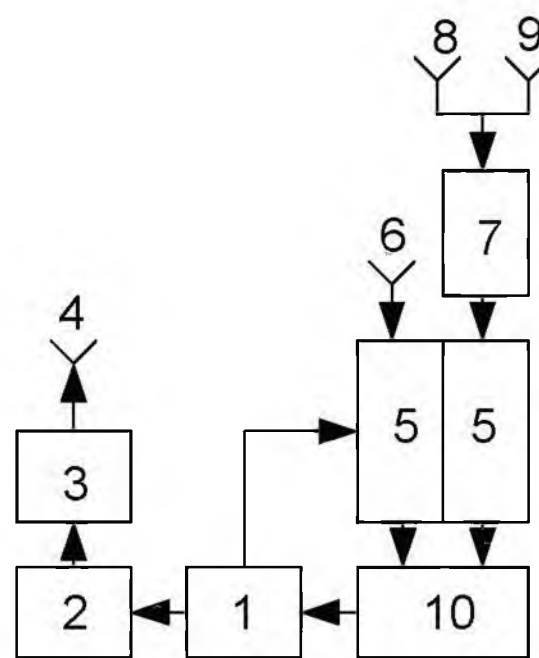


Рис. 1. Структурная схема РЛС.

Fig. 1. Radar structure

Приемо-передающее устройство РЛС формирует сигнал сложной структуры и состоит из задающего генератора 1, который формирует последовательность фиксированных частот с дискретностью 10 МГц в диапазоне частот от 76,2 МГц до 76,7 МГц. На каждой из этих фиксированных частот сигнал удерживается в течении времени $\Delta t = 50$ мксек. При этом каждый из этих сигналов на протяжении времени Δt модулируется по фазе 0° - $\pi/2$ импульсами М-последовательности длительностью 10 нсек. Эту функцию выполняет фазовый манипулятор 2, далее через умножитель-усилитель 3 сигнал поступает на излучатель 4 передающего канала. В связи с тем, что в умножителе-усилителе сигнал подвергается четному умножению по частоте, результирующий излучаемый сигнал будет иметь манипуляцию по фазе 0° , π . Выходной сигнал передающего канала, сформированный в умножителе-усилителе, представляющий собой комбинацию частотно-модулированного сигнала с изменяющейся по линейному закону частотой в пределах от 76,2 ГГц до 76,7 ГГц дискретно с дискретным 10 МГц и фазоманипулированного сигнала $0^\circ / \pi$ М-последовательности с длительностью дискрета 10 нсек. Уровень мощности выходного сигнала — не менее 20 мВт.

Приемное устройство РЛС 5 двухканальное (суммарный и разностный каналы) гомодинного типа. Структурная схема одного из каналов приемного устройства приведена на рис. 2. Устройство управления и обработки 10 подключено к задающему генератору 1 и приемному устройству 5.

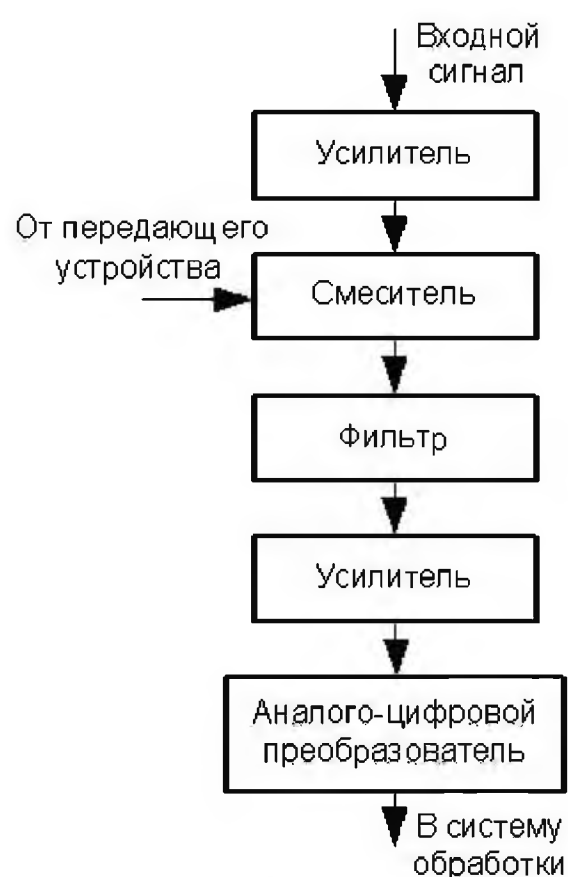


Рис. 2. Структурная схема приемного устройства.

Fig. 2. Receiver structure

Оба канала идентичны и подсоединены, соответственно, один канал к излучателю 6 суммарного приемного канала, а второй канал через двойной волноводный мост 7 к излучателям 8 и 9 разностного приемного канала. Приемное устройство обеспечивает прием отраженных сигналов в полосе 500 МГц с шагом перестройки 10 МГц. Коэффициент шума приемного канала — не хуже 6 дБ. Минимальная длительность импульсов при фазовой манипуляции — 10 нсек, динамический диапазон входных сигналов не менее 60 дБ. Коэффициент усиления приемного устройства ~ 63дБ (для получения необходимого уровня шумов на выходе ~ 1мВ, необходимого для нормальной работы АЦП). Уровень сигнала гетеродина, требуемый для нормальной работы одного канала приемного устройства — 0,5 мВт.

III. Заключение

Предложенный принцип построения автомобильной РЛС непрерывного излучения миллиметрового диапазона позволяет реализовать следующие технические характеристики:

- Дальность действия — не менее 150 м;
- Точность определения дальности — не ниже 0,2 м;
- Разрешающая способность по дальности — не менее 0,6 м;
- Разрешающая способность по скорости — 2 км/час;
- Точность определения скорости — не хуже 1 км/час;
- Сектор обзора по азимуту — 12°;
- Разрешающая способность по азимуту — 1°;
- Точность определения азимута — 1°;
- Питание РЛС — аккумуляторная батарея напряжением 12 В;
- Потребляемая мощность до 30 Вт.

IV. Список литературы

1. *L H Eriksson*, A High Performance Automotive Radar for Automatic AICC, Proc. IEEE 1995 International Radar Conference, pp. 380-385.

2. *L H Eriksson*, Automotive radar for adaptive cruise control and collision warning/avoidance, Proc. IEE Int. radar conference Radar 97 pp. 16-20, Edinburgh, 1997.

3. *Levanon N*, «Multifrequency Complementary Phase-Coded Radar Signals» German Radar Symposium, GRS 2000, October 2000, Berlin, pp 431-436.

4. *Waveform Design Principles for Automotive Radar Systems*, Hermann Rohling, Marc-Michael Meinecke, International Radar Symposium, IRS98, München, 1998.

AUTOMOBILE CONTINUOUS MILLIMETER RADAR

Zaytsev A. A., Kovbasa A. P., Shayda V. A.

Science and Research Institute

«Quant-Radioelektronika»

Dimitrov str., 5 Kiev, 03150, Ukraine

E-mail: V.Shayda@ktrans.kiev.ua

Abstract – The design of automobile continuous radar system is considered. This system uses 2 types of modulation (linear frequency modulation and M-sequence phase manipulation) simultaneously that allows to increase system quality. It allows to obtain angle accuracy 1° in angle range 12°, and distance accuracy 0,2 in 150 m range.

I. Introduction

The design of automobile continuous radar system is considered. This system uses 2 types of modulation (linear frequency modulation and M-sequence phase manipulation) simultaneously that allows to increase system quality.

II. Main Part

Proposed is the structure of automobile radar based on monopulse method of angle coordinates determination and complicated signal structure (LFM+phase manipulation). The structure is shown in Fig. 1.

Antenna consists of 4 horns, two of them (4 and 6 in fig.1) have width of direction pattern $\Delta\phi = 10^\circ$ and are used for generating of summary receiving and transmitting channels. Two remaining horns have $\Delta\phi = 14^\circ$. They're placed so that their patterns are crossing at the half level. Horns are connected to double waveguide bridge 7 and are used for generating of differential receiving channel.

Oscillator 1 produces fixed frequencies with 10MHz discreteness in 76.2...76.7GHz waveband. Each frequency is held for $\Delta t = 50 \mu s$. Signal is phase manipulated for Δt by $0^\circ - \pi/2$ pulses of M-sequence with 10ns length.

This is performed by means of phase manipulator 2. Then signal goes onto horn 4 through multiplying amplifier 3. Resulting signal will have $0^\circ, \pi$ modulation with 10ns discreteness and 20mW power.

Receiver 5 has 2 channels (summary and differential) and is of homodyne type. The flow-chart of a channel is shown in fig. 2. Horns 8 and 9 are connected to receiver through double waveguide bridge 7. Processor 10 is connected to receivers 5 and oscillator 1. Receivers gain is 63dB, dynamic range is 60dB, noise ratio is 6db or better. Heterodyne signal level required for 1 channel is 0.5mW.

III. Conclusion

The following parameters are expected to be obtained:

- Range 150m;
- Accuracy 0.2m;
- Definition 0.6m;
- Definition by speed 2km/h;
- Accuracy 1 km/h;
- Azimuth range 12 degrees;
- Angle definition 1 deg;
- Angle accuracy 1 deg;
- Power consumed up to 30W.

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ОБЪЕКТОВ В АВТОМОБИЛЬНЫХ РЛС

Ковбаса А. П., Подгурский А. М., Шайда В. А.
 Научно-исследовательский институт «Квант-Радиоэлектроника»
 Ул. Димитрова 5, Киев, 03150, Украина
 Тел.: 227-0798; e-mail: V.Shayda@ktrans.kiev.ua

Аннотация – Рассматривается возможность увеличения точности определения координат объектов, а также скорости сближения с объектом в автомобильных РЛС. Это достигается путем применения сложных сигналов, использующих комбинацию частотной и фазовой манипуляций. Устройство обработки принятых отраженных сигналов использует корреляционные методы и быстрое преобразование Фурье.

I. Введение

Для работы автомобильных РЛС выделен диапазон частот 76...77 ГГц [1]. Требования, предъявляемые к их техническим характеристикам в части одновременного измерения скорости сближения и дальности до препятствия в сочетании с высокой разрешающей способностью чрезвычайно жесткие. При дальности действия РЛС до 200м необходимо обеспечить разрешение по дальности до 1 м, а по скорости до 2,5 км/ч.

В таких РЛС применение импульсных сигналов для измерения дальности затруднено из-за необходимости генерации сверхкоротких СВЧ сигналов длительностью менее 10нс.

Поэтому для реализации автомобильной РЛС нами был принят принцип рефлектометра с непрерывным излучением сигнала и сложной комплексной модуляцией по фазе и частоте. В основу метода модуляции положена ступенчатая реализация ЛЧМ сигнала, позволяющая по команде с системы управления изменять частоту СВЧ излучаемого сигнала в пределах от f_{min} до f_{max} с интервалом 1МГц, и одновременно, с интервалом $0/\pi$, изменять фазу этого сигнала. Применение такого сигнала позволяет с высокой точностью и разрешением определять дальность и скорость сближения с препятствием в условиях сложной помеховой обстановки при наличии многих целей в зоне действия РЛС.

II. Основная часть

Миллиметровая РЛС построена по гомодинной схеме и включает приемное устройство (Рис.1). В приемном устройстве принятый отраженный сигнал 1 усиливается усилителем СВЧ 2 и смешивается в смесителе 3 с опорным сигналом 4, формируемым из излучаемого сигнала. В смесителе 3 (преобразователе с нулевой промежуточной частотой) определяется разница $\Delta\Psi$ между фазами излученного и принятого сигналов, которая связана с расстоянием до объекта выражением:

$$\Delta\Psi = \frac{4\pi \cdot Z \cdot \Delta f_0}{c}$$

где Z – расстояние до объекта,
 Δf_0 – разность частот принятого и излученного сигналов,
 c – скорость распространения электромагнитных волн.

Эта фазовая разность в комплексном спектре видеосигнала позволяет оценить расстояние до объекта. Для однозначного определения дальности равной

150 м шаг по частоте составляет 1 МГц. Точность определения дальности и разрешающая способность тем выше, чем больше количество дискретных частот, то есть чем больше диапазон изменения частоты зондирующих сигналов СВЧ. Сигнал, формируемый на выходе видеоканала, может быть записан в виде [2]:

$$F = \sin(N_i \cdot z) \cdot \sin(z),$$

где $z = \pi \Delta f \tau$;

N_i – количество используемых частот;

Δf – разность между соседними частотами;

τ – время распространения сигнала в прямом и обратном направлении на расстояние z

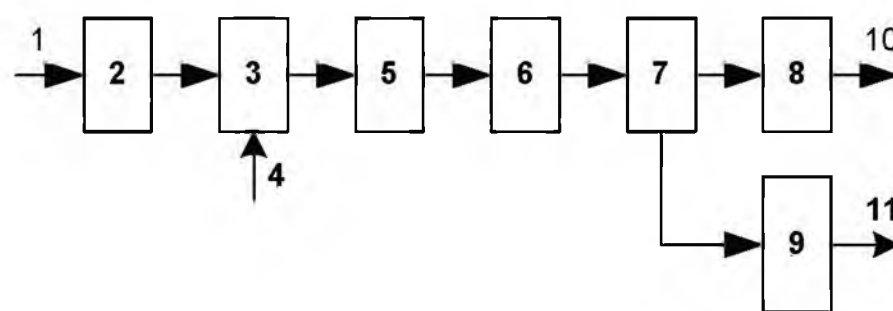


Рис. 1 Структурная схема приемного устройства

Fig. 1. Receiver block diagram

Используя алгоритмы быстрого преобразования Фурье с различными весовыми функциями, например Хемминга, можно на несколько порядков увеличить точность и разрешающую способность при определении координат объектов.

Фазоманипулированный сигнал представляет собой M -последовательность, число элементов которой $M = 2^n - 1$, где n – количество разрядов. При длительности одного элемента кодовой последовательности t_k длительность кодовой последовательности T_k равна $T_k = t_k(2^n - 1)$.

При использовании такого сигнала с дискретом $0/\pi$ структура приемного устройства не меняется. Видеосигнал с выхода преобразователя с нулевой промежуточной частотой проходит через фильтр 5, видеосуилитель 6 и поступает на вход аналогоцифрового усилителя 7, с выхода которого поступает в виде кодовой последовательности на входы коррелятора 8 и устройства БПФ 9. С выхода 10 коррелятора 8 данные поступают в канал измерения дальности, а с выхода 11 устройства БПФ в канал измерения скорости.

На другой вход коррелятора 8 поступает опорный сигнал, представляющий собой ту же кодовую последовательность, задержанную на время $t_{зад}$. Опорная кодовая последовательность, так же как и кодовая последовательность с выхода преобразователя, аналогичны модулирующей кодовой последовательности. Коррелятор производит с обеими сигналами операцию свертки [3]

$$R(t_{зад} - t) = \frac{1}{T_H} \int_0^{T_H} U(t_{зад} - t) \cdot U(t - t_{зад}) \cdot dt,$$

где $R(t_{\text{зад}} - t)$ - коррелирующая функция, функция взаимной корреляции отраженного и опорного сигналов;

$t_{\text{зад}}$ - время задержки опорного сигнала;

t_i - время наблюдения;

$U(t)$ - фазоманипулированный сигнал.

По величине задержки кодовой последовательности определяется расстояние до объекта, а по частоте модуляции кодовой последовательности (при подвижном объекте) - частота Доплера (скорость сближения с объектом). На рис.2 представлены эпюры напряжений, характеризующие работу устройства. Из импульсов тактовой частоты 1 формируется манипулирующий сигнал 2 (M-последовательность), модулирующий СВЧ сигнал 3 и результирующий сигнал 4 излучается в пространство. Отраженный от неподвижной цели сигнал 5, либо от подвижной цели сигнал 6, принимается приемным устройством и проходит через смеситель. Сигналы на выходе смесителя от неподвижной цели 7, либо от подвижной цели 8, поступают на устройство БПФ и коррелятор, на второй вход которого поступает опорный сигнал 9.

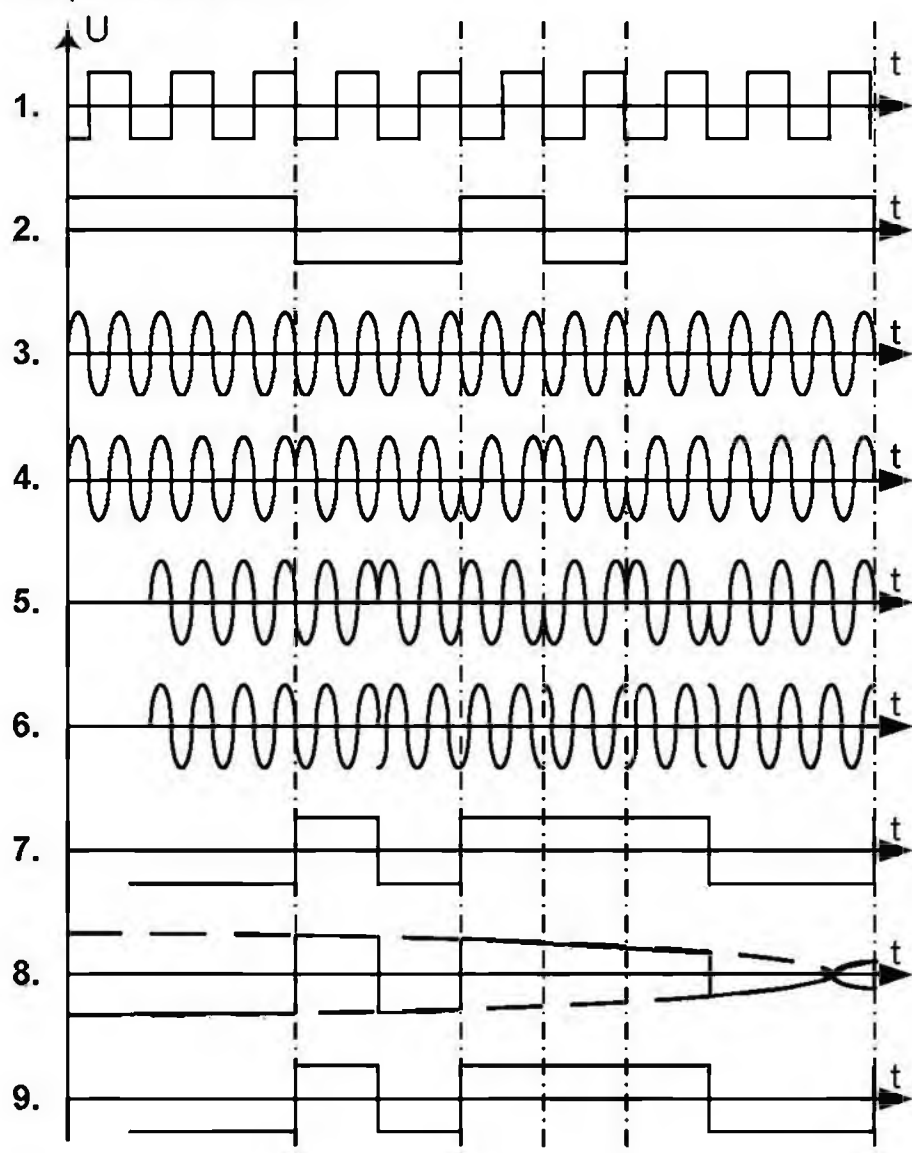


Рис. 2. Эпюры напряжений, характеризующие работу устройства.

Fig. 2. Signal waveforms that characterize device operation

III. Заключение

Использование в автомобильных РЛС сложных сигналов на основе частотной и фазовой модуляций, а также корреляционных методов и быстрого преобразования Фурье в обработке сигналов позволяют

значительно повысить точность определения координат объектов и разрешающую способность РЛС.

РЛС, построенная на этом принципе, обеспечивает такие характеристики:

- точность определения дальности до объекта не более 0,2 м;

- точность определения скорости сближения с объектом не более 1км/час;

- разрешающая способность по дальности меньше 0,5м;

- разрешающая способность по скорости - не хуже 2 км/час.

Данные характеристики не являются предельными и могут быть значительно улучшены.

IV. Список литературы

- [1] H.Kondoh et al., "77GHz Fully-MMIC Automotive Radar", IEEE, GaAs IC Symposium Digest (Oct.1999)
- [2] Залманзон Л. А. Преобразования Фурье, Уолша, Хаара и их применение в управлении, связи и других областях. М.: Наука, 1989
- [3] Блейхут Р. Быстрые алгоритмы цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1989.

METHOD OF ACCURACY IMPROVEMENT IN AUTO RADAR

Kovbasa A. P., Pidgurskiy A. M., Shayda V. A.

Science and Research Institute "Kvant-Radioelectronika"

Ul. Dimitrova, 5, Kiev, 03150, Ukraine

Tel. 227-0798, e-mail: V.Shayda@ktrans.kiev.ua

Abstract - Methods of achieving better accuracy for determination of objects coordinates, along with speed measuring are described. That is achieved by using complicated signals where both phase and frequency are manipulated. Processing of reflected signals is carried out using Fast Fourier Transform and correlation analysis methods.

I. Introduction

Minimum requirements to auto radar is 1m or less distance accuracy and 2.5 km/h velocity accuracy in 200 m range. These requirements must be satisfied even if many objects are presented simultaneously and high level of EM noise received, that is common on a road. In order to satisfy the requirements, we have chosen refractometer scheme for our device. Step LFM signal is used for signal modulation, with 1MHz steps, along with $0/\pi$ phase manipulation.

II. Main Part

Mixing of phase and frequency manipulation methods is used. Signal transmitted is both frequency and phase manipulated. M-sequence phase manipulation correlation processing gives us 1.8m distance accuracy, then FFT with weight functions is applied to frequency manipulated received signal for better accuracy. Distance to object is determined by delay in code sequence, frequency of modulation gives us Doppler frequency and speed of approaching.

III. Conclusion

Radar described provides the following parameters:

- accuracy of distance determination 0.2m or better.
- accuracy of speed determination 1km/hour or better.
- distinguishing by distance 0.5 m or better.
- distinguishing by speed lower than 2 km/h

We expect better characteristics than listed above.

МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ДАТЧИК ДЛЯ КОНТРОЛЯ СОСТАВА ЖИДКОСТЕЙ В ТРУБОПРОВОДЕ

Лексиков А. А., Лупенских А. В.

Институт Физики им. Л. В. Киренского СО РАН, Академгородок, Красноярск, 660036, Россия
тел.: 3912-494591, e-mail: belyaev@iph.krasn.ru

Аннотация – Датчик представляет собой двухзвенную микрополосковую структуру, керамическая подложка которой выполнена в форме трубы. Принцип действия датчика основан на регистрации частоты и глубины полюса затухания на амплитудно-частотной характеристике структуры, значения которых являются функцией диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь контролируемой жидкости, определяемых, в свою очередь, ее составом.

I. Введение

Радиофизические методы давно и успешно применяются для исследования электромагнитных свойств различных веществ на высоких и сверхвысоких частотах. Постоянно развиваясь и совершенствуясь, они способствуют тем самым развитию методов диагностики материалов. Одним из актуальных направлений в этой области является разработка методов и датчиков для оперативного контроля состава жидких материалов в разных технологических процессах. Например, солёности воды, влажности и солёности нефти и нефтепродуктов, жирности молока и т.д. Как правило, подобные датчики основаны на резонансных системах – контурах или резонаторах – а контроль состава жидкости осуществляется по частоте и добротности резонанса, определяемых диэлектрическими свойствами смеси. В настоящей работе описан трубчатый датчик на основе двухзвенной микрополосковой структуры, принцип работы которого основан на регистрации частоты и глубины полюса затухания на амплитудно-частотной характеристике (АЧХ) структуры.

II. Основная часть

На рис. 1 показана в продольном и поперечном сечениях конструкция датчика, где 1 – керамическая труба, 2 – внешняя металлизация (заземляемое основание или экран), 3, 4 – полосковые проводники (резонаторы), 5, 6 – проемы в экране, 7, 8 – контактные площадки для подключения в измерительный тракт [1]. По принципу работы он аналогичен планарному микрополосковому датчику, описанному в [2]. АЧХ подобных структур (рис. 2) помимо полосы пропускания, обусловленной полуволновыми резонансами в полосковых проводниках структуры, имеет полюс затухания (острый минимум), связанный с компенсацией емкостного и индуктивного взаимодействий резонаторов на данной частоте [3].

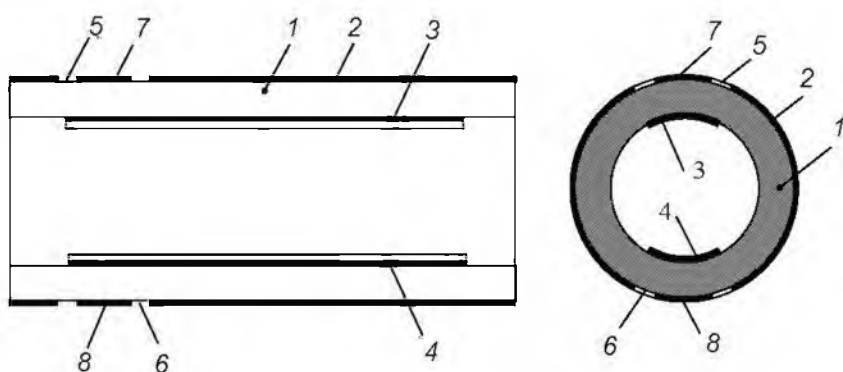


Рис. 1 (Fig. 1)

Частотное положение полюса является функцией геометрических параметров датчика – наружного и

внутреннего диаметров керамической трубы 1 (в планарном варианте – толщины подложки), ее диэлектрической проницаемости, длины и ширины полосковых проводников 3 и 4. А, самое главное, на чем и основана работа датчика, от диэлектрической проницаемости среды, заполняющей внутреннее пространство трубы, т.е. образца: при изменении диэлектрической проницаемости этой среды происходит изменение емкостного взаимодействия между полосковыми проводниками 3 и 4, вследствие чего полюс смещается по шкале частот. Причем, чем больше величина диэлектрической проницаемости образца, тем выше частота полюса. «Глубина» полюса, т.е. коэффициент прохождения на его частоте, также зависит от геометрических параметров датчика, добротности резонаторов, которая определяется, в том числе и диэлектрическими потерями в образце. Чем ниже добротность резонаторов, тем менее острым и глубоким становится полюс, при этом коэффициент прохождения на его частоте растет. Таким образом, по частоте полюса можно судить о величине действительной компоненты диэлектрической проницаемости жидкости, заполняющей описываемый датчик, а по коэффициенту прохождения на его частоте – о мнимой.

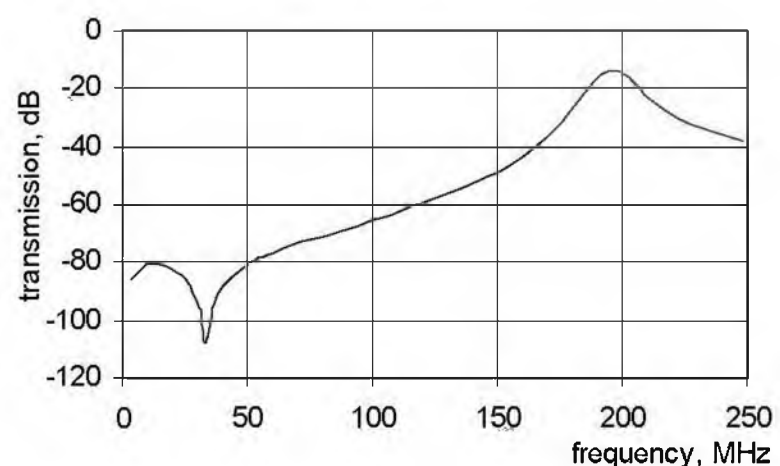


Рис. 2 (Fig. 2)

Подключение датчика к внешним линиям передачи осуществляется либо емкостным способом, тогда керамическая стенка трубы играет роль диэлектрического заполнения конденсаторов связи, либо кондуктивным, тогда в диэлектрической стенке сверлятся отверстия, и через них контактные площадки 7 и 8 соединяются пайкой проводниками с резонаторами 3 и 4.

На рис. 2 приведена АЧХ датчика со следующими конструктивными параметрами: керамика ТЛ-75 ($\epsilon=50$), внешний диаметр 64 мм, внутренний 53 мм, длина полосковых проводников резонаторов 66 мм, а их ширина 8 мм. Подключение кондуктивное. Измерения проводились с помощью измерителя комплексных коэффициентов передачи Р4-37. Частота полюса затухания 33.72 МГц, затухание на его частоте 108 дБ.

Работа датчика проверялась на образцах влажной нефти и соленой воды. На рис. 3 приведена зависимость относительного сдвига частоты полюса от влажности нефти, измеренная при температуре 20 °С. Сдвиг частоты отсчитывался от частоты по-

люса датчика с образцом «сухой» нефти и нормировался на эту же частоту. В абсолютных цифрах при изменении влажности от 0 до 20% частота полюса смещается с 51.66 МГц до 67.01 МГц, т.е. изменение влажности нефти на 1 % ведет изменению частоты полюса на 1.5%.

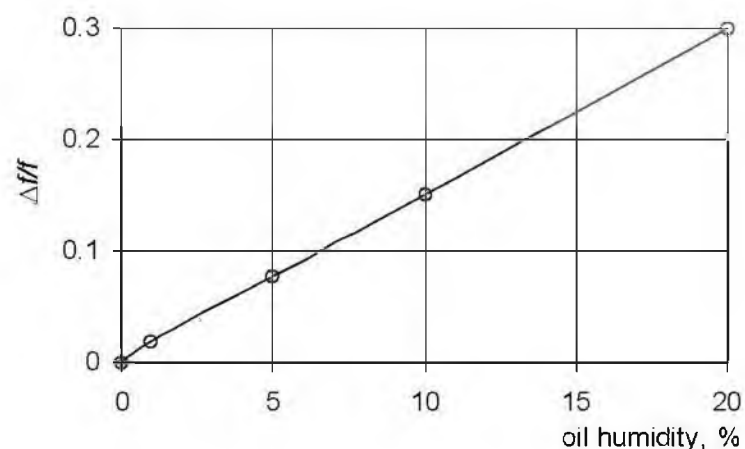


Рис. 3 (Fig. 3)

Оценка на основе аддитивной модели показывает, что такому сдвигу частоты полюса соответствует изменение диэлектрической проницаемости смеси от 2.8 (сухая нефть) до 16.

Из рисунка видно, что при соответствующей калибровке с помощью такого датчика можно определять влажность нефти с точностью не хуже 0.1%.

На рис. 4 приведена зависимость изменения коэффициента прохождения на частоте полюса затухания в зависимости от содержания соли (NaCl) в воде.

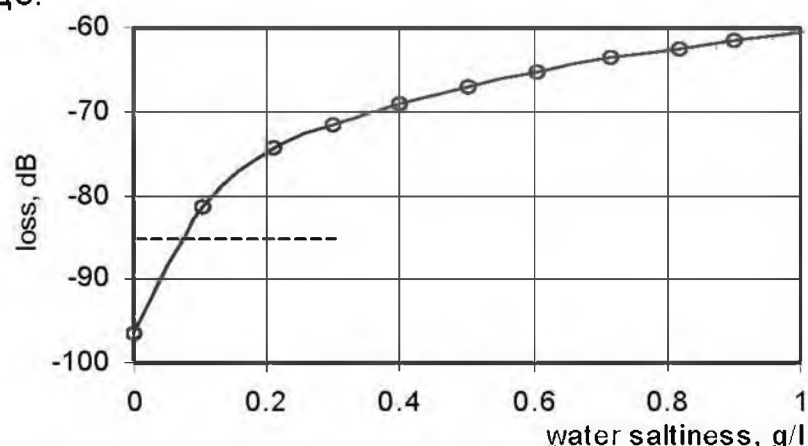


Рис. 4 (Fig. 4)

Измерения также проводились при температуре 20 °С, при этом частота полюса была равна 136,3 МГц. Штрихованной линией показан уровень потерь на частоте полюса с красноярской водопроводной водой в качестве образца. Оценка на основе рис. 4 показывает, что при чувствительности аппаратуры 0.1 дБ, чувствительность датчика по солености воды может быть не хуже 10^{-3} г/л. Следует отметить, что оптимизацией датчика его чувствительность можно существенно повысить.

III. Заключение

Предложен трубчатый датчик для оперативного контроля состава жидких продуктов, принцип действия которого основан на регистрации полюса затухания на АЧХ двухзвенной микрополосковой структуры. Возможности датчика продемонстрированы на образцах влажной нефти и соленой воды.

IV. Список литературы

- [1] Беляев Б. А., Лексиков А. А., Александровский А. А. Патент РФ № 2222024.
- [2] Беляев Б. А., Лексиков А. А., Тюрнев В. В., Шихов Ю. Г. // ПТЭ, № 3, 1997, с. 112-115.
- [3] Беляев Б. А., Лалетин Н. В., Лексиков А. А. // РЭ, т. 47, № 1, 2002, с. 14-23.

MICROSTRIP SENSOR FOR MONITORING PROPORTION OF LIQUIDS IN PIPING

Leksikov A. A., Lupenskikh A. V.
Institute of Physics
 Akademgorodok, Krasnoyarsk, 660036, Russia
 E-mail: Belyaev@iph.krasn.ru

Abstract – Two-resonator microstrip sensor with a tube-shaped ceramic substrate is presented. Its operation principle is based on the registration of depth and frequency of damping pole in the sensor frequency response. These parameters depend on the permittivity and loss tangent of a monitored liquid, which in their turn depend on liquid composition.

I. Introduction

Development of new methods and sensors for liquid composition on-line monitoring is an actual trend nowadays. For example, this may be determination of water saltiness, or oil products saltiness and humidity, or milk fatness, and etc. As a rule, such sensors are based on resonance system, and resonance frequency and Q-factor are the signals in liquid proportion measuring. This paper describes tube-shaped sensor based on two-resonator microstrip structure, whose principle of operation is based on registration of depth and frequency of damping pole in the sensor frequency response (FR).

II. Main Part

Fig.1 shows longitudinal and transversal cross-sections of the sensor, where 1 is ceramic tube, 2 is external metallization (ground plane or shield), 3, 4 are strip conductors (resonators), 5, 6 are windows in the shield, 7, 8 are contact pads for connection to a measuring circuit [1]. Operation principle of the device is analogous to those of planar microstrip sensor, described in [2]. FR of such structure has damping pole (sharp minimum Fig. 2), which associates with compensating the capacitive and the inductive interactions between resonators at the pole frequency.

Frequency of damping pole depends on geometrical parameters of the sensor: internal and external diameter of ceramic tube 1, ceramics permittivity, length and width of strip conductors 3, 4. And the most important is the pole frequency depends on material filling internal volume of the tube, i.e. sample, because its permittivity variation leads to variation of capacitive coupling between strip conductors. Pole depth, i.e. transmission coefficient at its frequency, depends on resonators Q-factor, which is defined by geometrical parameters of the sensor and dielectric dissipation in the sample. So, damping pole frequency allows determining the value of real component and transmission coefficient allows determining the value of imaginary component of the sample permittivity

In Fig.2 is depicted frequency response of the sensor with the next constructive parameters: ceramics $\epsilon=50$, external tube diameter 64 mm, internal one 53 mm, length of strip conductors 66 mm, and their width 8 mm. Frequency of damping pole 33.72 MHz, attenuation at this frequency 108 dB.

Device operation was tested with humid oil and salt water. Relative pole frequency shift as a function of oil humidity is shown in Fig. 3. From the picture it is evidently the oil humidity can be defined with accuracy up to 0.1%.

Fig. 4 shows changing in transmission coefficient at the damping pole frequency as a function of salt (NaCl) concentration in the water. The dashed line signifies attenuation in the pole with a sample from the Krasnoyarsk water pipe. Having the sensitivity of apparatuses 0.1 dB one can to obtain 10^{-3} g/l sensitivity of the sensor described, or even more after sensor optimizing.

III. Conclusion

New tube-shaped sensor for on-line monitoring liquid materials composition, based on two-resonator microstrip structure is proposed. Operation of the sensor is based on the registration of damping pole in its frequency response. Sensor potentialities are demonstrated by measurements in humid-oil and salt-water samples.

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЕМ МАГНИТОЛЕВИТИРУЮЩЕГО ЭКИПАЖА НА БАЗЕ СИНХРОНИЗИРОВАННЫХ СВЧ ГЕНЕРАТОРОВ

Плаксин С. В.

Институт транспортных систем и технологий НАН Украины «Трансмаг»,
ул. Писаржевского, 5 г. Днепропетровск – 49005, Украина
Тел.: +8(056) 3702182; e-mail: svp@westa-inter.com

Аннотация – Представлена концепция построения информационно-управляющей системы высокоскоростного наземного транспорта на основе метода измерения фазовых соотношений между сигналами подвижного и неподвижного прецизионных СВЧ генераторов.

I. Введение

Одним из приоритетных направлений развития Евросоюза определен наземный транспорт на экологически рациональных энергосистемах [1]. Одним из видов такого транспорта является высокоскоростной наземный транспорт (ВСНТ) на магнитном подвесе. Внедрение этого несомненно перспективного вида транспорта сопряжено с необходимостью разработки системы управления и контроля движения, включая и оперативный контроль состояния путевой структуры.

К числу основных задач информационно-управляющих систем для магнитолевитирующего транспорта следует отнести мониторинг параметров движения экипажа, на основании которого с учетом заданного графика движения осуществляется управление катушками линейного двигателя активной путевой структуры путем синхронизированной с моментом прохождения над ними экипажа подачи электроэнергии [2,3].

До настоящего времени перечисленные задачи решаются отдельными подсистемами, данные от которых поступают на центральный пункт, где вырабатываются управляющие команды. Теперь же, на современном этапе развития систем производства электроэнергии (в частности, на основе солнечных батарей), радиоизмерительных систем, а также микроволновых систем радиосвязи появилась возможность существенной интеграции этих автономных подсистем в единую радиоволновую информационно-управляющую систему (РИУС) магнитоплана. В основе такой интеграции лежит использование вместо силовых подстанций, расположенных через каждые 50 км, распределенной вдоль всей трассы фотоэлектрической энергосистемы [4].

II. Основная часть

Предлагаемая информационно-управляющая система является составной частью высокоскоростной наземной транспортной системы, электропитание которой осуществляется от распределенной фотоэлектрической энергосистемы.

В основу построения предлагаемой информационно-управляющей системы положен метод измерения фазовых соотношений сигналов от двух синхронизированных генераторов, один из которых является «опорным» и расположен в пункте управления движением, а второй – «информационным» и расположен на движущемся экипаже. От обоих генераторов сигналы по отдельным линиям связи поступают в пункт управления, где измеряется разность их фаз. В силу синхронности частот обоих генераторов разность фаз в точке их приема будет зависеть от расстояния меж-

ду пунктом управления и движущимся экипажем с «информационным» генератором на борту и однозначно связана с положением экипажа на перегоне. Однозначность измерений обеспечивается соответствующим выбором частот. Поскольку скорость получения данных о разности фаз сигналов намного превышает скорость движения, метод позволяет получать данные о параметрах перемещения экипажа в реальном масштабе времени.

Кроме того метод позволяет получить данные об осевом смещении и величине зазора между путевой структурой и экипажем, для чего осуществляется измерение разности фаз сигналов, поступивших от одного «информационного» генератора, но по разным траекториям. Каждый из сигналов, прежде чем попасть на измерительную схему в пункте управления, проходит небольшой участок между экипажем и линией передачи, протяженность которого зависит от степени отклонения экипажа от осевой линии и от величины вертикального зазора.

На пункт управления сигнал от «опорного» генератора поступает по проложенному вдоль путевой структуры отдельному кабелю, сигнал от «информационного» генератора передается по двум коаксиальным щелевым волноводам, также проложенным вдоль путевой структуры. Полученная в пункте управления информация о положении экипажа на перегоне используется для формирования сигналов управления путевыми катушками, которые передаются на исполнительные элементы системы, управляющей движением экипажа.

Структурная схема информационно-управляющей системы магнитолевитирующего экипажа приведена на рис.1.

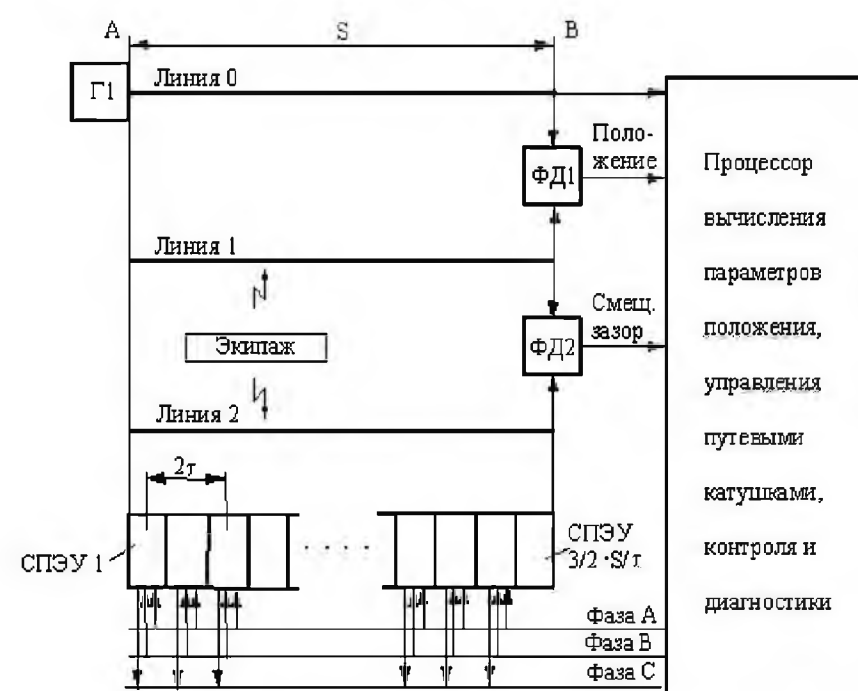


Рис. 1. Структурная схема РИУС.

Fig. 1. Block diagram of radiowave informative-control system

Система управления обслуживает перегон длиной S . Между началом перегона (А) и концом перегона

на (В) вдоль путевой структуры проложены три линии – линия 0, предназначенная для передачи на пункт управления опорного сигнала частотой F_{OP} от генератора Г1, и линии 1 и 2, предназначенные для передачи на пункт управления сигналами от движущегося экипажа. Фазовый детектор ФД1 предназначен для измерения разности фаз на длине 2τ (где τ – полюсное деление) ФД2 – для измерения разности фаз, обусловленной изменением величин поперечного смещения и вертикального зазора. Синтезатор формирует сетку частот, синхронных с опорной частотой F_{OP} . Непосредственно на экипаже размещены генератор Г2, частота которого $F_{Э}$ и начальная фаза «привязаны» к F_{OP} , а также фазовращатели на 90° и на 180° и переменные линии задержки ЛЗ1, ЛЗ2, ЛЗ3 (рис. 2), служащие для измерения величин поперечного смещения и вертикального зазора.

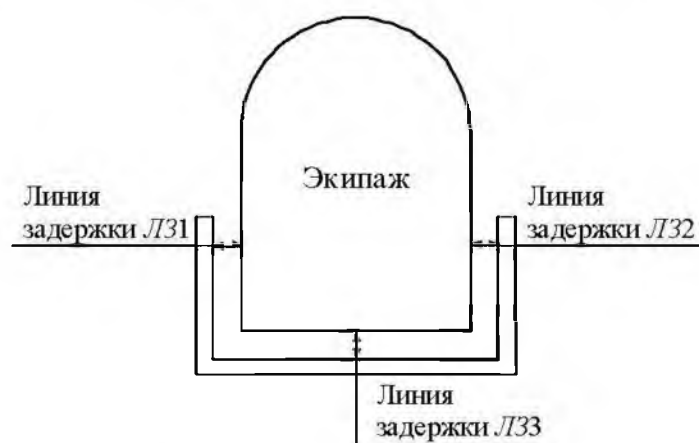


Рис. 2. Переменные линии задержки.

Fig. 2. Variable delay line

Вдоль перегона длиной S установлены солнечные путевые энергоустановки (СПЭУ) в количестве $3S/2\tau$ штук, содержащие фотоэлектрический модуль, накопитель, инвертор, контроллер и путевую катушку. Управление и контроль СПЭУ осуществляется из центра управления по 3-х проводной информационно-управляющей шине (фазы А, В и С).

Процессор предназначен для проведения численных расчетов, управления, диагностики и контроля, поддержания синхронизма в системах, селекции сигналов в соответствии с графиком движения и реально измеренными путевыми параметрами при движении экипажа.

III. Заключение

Предложенная концепция построения навигационной системы позволяет решать задачи определения путевых параметров экипажа, таких как скорость, ускорение, местоположение, а также позволяет контролировать величину поперечного смещения экипажа и его вертикального зазора относительно путевой структуры. Несомненным достоинством навигационной системы является ее сущностная интегрированность в систему управления линейным двигателем, энергообеспечение которого осуществляется экологически чистой, автономной распределенной фотоэлектрической энергосистемой.

IV. Список литературы

- [1] 6 FP Instruments, Implementing the Priority Thematic Areas of the Sixth Frame Programme // European Commission. Community Research. – 2002. – No 2. – P.4.
- [2] Расчет и исследование систем автоматического управления экипажей. Отчет о НИР: Руководитель работ Ю.А.Бахвалов. Инв. № 02860038765 – Новочеркасск, 1985. – 92с

- [3] Дзензерский В. А., Плаксин С. В., Соколовский И. И. Радиоволновые методы контроля и управления движением магнитолевитирующих транспортных средств // Радиоэлектроника. Информатика. Управление. – Запорізький нац. технічний університет. – 2002, № 1. – С. 108-114.
- [4] Дзензерский В. А., Плаксин С. В., Шкіль Ю. В. Фотоэлектрическая система энергообеспечения линейного двигателя магнитолевитирующего высокоскоростного наземного транспорта // Вестник НТУ ХПИ «Електроенергетика і перетворююча техніка». – 2005 (в печати).

THE SYSTEM OF MOVEMENT CONTROL OF MAGNETICALLY LEVITATIVE VEHICLE ON A BASE OF SYNCHRONIZED MICROWAVE GENERATORS

Plaksin S. V.

Institute of Transport systems and technologies of Ukraine NAS "Transmag"

5, Pisargevskogo Str., Dnepropetrovsk, 49005, Ukraine
Ph.: +8(056) 3702182, e-mail: svp@westa-inter.com

Abstract – Conception of construction of the informative-control navigation system of the high-speed ground vehicle on the basis of method of measuring of phase correlations between the mobile and immobile signals of the high-sensitive microwave generators is represented.

I. Introduction

To the number of main tasks of the informative-control systems for a magnetically levitative transport it is necessary to deliver the monitoring of parameters of vehicle movement. On the basis of the monitoring taking into account the set traffic chart of movement, the control of the spools of linear engine of the active way-guide is carried out by supply of electric power to the spools synchronized with the moment of passing of vehicle above them.

II. Main Part

In the basis of construction of the offered informative-control navigation system for magnetically levitative vehicle the method of measuring of phase correlations of signals from two synchronized generators is fixed, one of which "supporting" is located in the point of traffic control, and second – "informative" is located on a locomotive vehicle. From both generators the signals on separate flow lines enter the control point, where the difference of their phases is measured. Due to synchronous frequencies of both generators the difference of phases in the point of their reception will rely on distance between the point of control and locomotive vehicle with a "informative" generator on a board and is simply related to position of the vehicle on driving. The synonymous of measuring is provided by the proper choice of frequencies. As speed of receipt of signal phase difference data essentially exceeds the speed of movement, a method allows getting data about the parameters of movement of vehicle in the real time.

In addition, a method allows getting data about axial displacement and dimension of gap between the way guide and vehicle. On the point of control a signal from a "supporting" generator is passed on the separate cable laid along the way guide, a signal from an "informative" generator is passed on two coaxial split waveguides also laid along the way guide. The information got in the point of control about position of vehicle on driving is used for forming of signals, which are passed on the add elements of the control movement system of the vehicle and used for control of the ground spools of way guide.

III. Conclusion

The offered conception of construction of the navigation system allows deciding the tasks of navigation of the magnetically levitated vehicle.

РАДИОВОЛНОВОЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ПАРАМЕТРОВ ВИБРАЦИЙ

Руденко Д. Ф., Волковец А. И., Гусинский А. В.,
Кострикин А. М., Герасименко О. О., Дзисяк А. Б.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки 6, Минск - 220013, Беларусь
тел.: +375 17 239-84-96, e-mail: gusin@cit.org.by; http://www.mwmlab.com

Аннотация – Приведены результаты разработки радиоволнового измерителя параметров вибраций. Изложен принцип работы.

I. Введение

Существуют различные методы измерения параметров вибраций, такие как: метод открытого резонанса, измерения с использованием пьезоэлектрических, индукционных, резистивных, магнитоупругих, емкостных измерительных преобразователей - контактные методы измерения параметров вибраций; бесконтактные методы: ультразвуковой фазометрии, оптические, радиоволновые методы [1]. Доклад посвящен измерителю параметров вибраций радиоволновым методом, разработанному в лаборатории измерительной техники миллиметрового диапазона длин волн Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

II. Основная часть

В радиоволновом измерителе параметров вибраций реализован фазовый интерференционный метод измерения, в основе которого лежит зондирование вибрирующего объекта электромагнитными волнами КВЧ диапазонов, прием и анализ отраженных объектом волн. Между излучающим устройством и объектом в результате интерференции образуется стоячая волна. Вибрация объекта приводит к амплитудной и фазовой модуляции отраженной волны и к образованию сигнала биений [1].

Закон фазовой модуляции $\varphi(t)$ отраженного сигнала связан с законом плоскопараллельных колебаний $D(t)$ отражающей поверхности вибрирующего объекта линейным соотношением [2]:

$$\varphi(t) = \frac{4\pi \cdot f_g}{c} \cdot D(t)$$

где f_g - частота зондирующего сигнала,

c - скорость света.

Таким образом, фаза отраженного сигнала содержит всю информацию о параметрах вибрации объекта. Достоинством фазового метода измерения является то, что амплитуда отраженного сигнала непосредственно не фигурирует в формуле для расчета вибропараметров. Это позволяет при соответствующей калибровке и компенсации инструментальных погрешностей создать измеритель параметров вибраций, работающий в широком диапазоне расстояний до объекта и обладающий высокими метрологическими характеристиками [3].

Радиоволновой измеритель параметров вибраций функционирует по схеме, представленной на рис. 1 и состоит из персонального компьютера (PC) с установленным программным обеспечением и двух модулей.

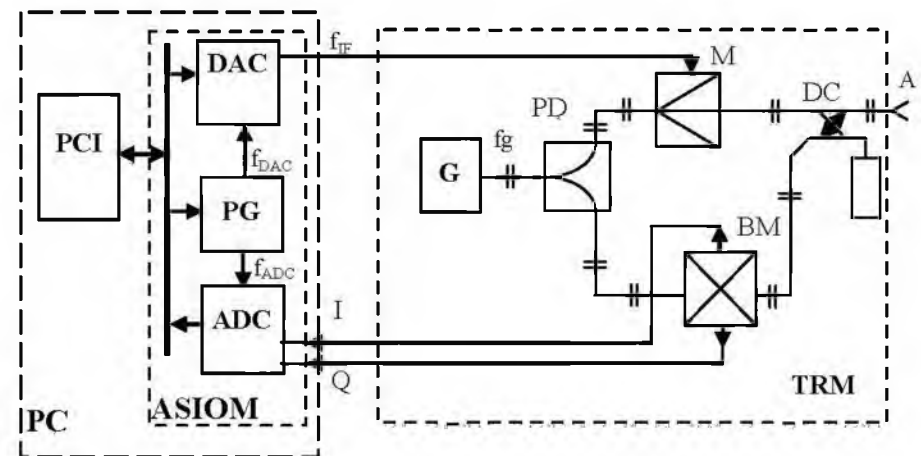


Рис. 1. Структурная схема радиоволнового измерителя параметров вибраций

Fig. 1. The Meter Block Diagram

Приемо-передающий модуль (TRM) формирует зондирующий КВЧ-сигнал и принимает сигнал, отраженный от объекта.

Модернизированный приемо-передающий модуль содержит КВЧ генератор G, делитель мощности PD, с помощью которого образуются измерительный и опорный каналы, фазовый манипулятор M, обеспечивающий модуляцию зондирующего сигнала сигналом промежуточной частоты f_{IF} , рупорную антенну A, которая одновременно является и приемной, и передающей, направленный ответвитель DC, выделяющий отраженные от объекта измерения сигналы, и балансный смеситель BM, в котором осуществляется интерференция модулированного отраженного сигнала с немодулированным опорным сигналом. На выходах BM выделяются квадратурные сигналы Q и I промежуточной частоты, несущие информацию о фазе сигнала и, следовательно, о параметрах вибрации.

Усовершенствование схемы TRM позволило улучшить характеристики прибора: увеличить выходную мощность, допустимое расстояние до объекта, улучшить соотношение сигнал/шум.

Модуль ввода-вывода аналоговых сигналов (ASIOM) обеспечивает формирование модулирующего сигнала, усиление, преобразование аналоговых сигналов от балансного смесителя в цифровой код и передачу их в PC.

В состав ASIOM входит двухканальный аналого-цифровой преобразователь ADS, который обеспечивает преобразование квадратурных сигналов Q и I промежуточной частоты в цифровую форму и передачу их в PC, цифро-аналоговый преобразователь DAC, формирующий модулирующий сигнал промежуточной частоты f_{IF} , генератор импульсов PG, тактирующий работу ADC и DAC. В качестве ASIOM используется аудиокарта, которая связана с PC при помощи интерфейса PCI и конструктивно находится в корпусе системного блока PC.

В PC производится математическая обработка сигналов, вычисление и индикация измеряемых параметров вибрации.

Отличительной особенностью технической реализации измерителя параметров вибраций является использование модулированного зондирующего сигнала и цифровой фильтрации и демодуляции сигналов промежуточной частоты. Это позволило разнести по частоте полезные (отраженные) сигналы и сетевые наводки и при помощи фильтрации значительно улучшить отношение сигнал/шум.

Предусмотрено управление шириной полосы пропускания цифрового фильтра ПЧ, что позволяет адаптировать прибор к конкретным условиям эксплуатации.

Технические характеристики радиоволнового измерителя параметров вибраций приведены в таблице 1.

Таблица 1. Технические характеристики радиоволнового измерителя параметров вибраций

Наименование	Значение
1. Измеряемые величины	- амплитуда; - фаза; - виброперемещение; - виброскорость; - виброускорение;
2. Измеряемые параметры	- среднее значение; - СКЗ; - минимум; - максимум; - размах; - амплитудный спектр;
3. Рабочий диапазон измерения частоты вибраций	0 – 20000 Гц
4. Погрешность измерения частоты вибрации	не более 0,025%
5. Диапазон измерения виброперемещения	1-1000000 мкм
6. Амплитудная разрешающая способность по временной реализации по амплитудному спектру	0,1 мкм 0,01 мкм
7. Основная погрешность измерения виброперемещения	не более 3%
8. Допустимое расстояние до объекта измерения	100 – 1000 мм
9. Рабочая частота	(36,250 ± 1,250) ГГц
10. Выходная мощность	не менее 10 мВт

III. Заключение

Таким образом, в работе представлены результаты разработки радиоволнового измерителя параметров вибраций.

IV. Список литературы

- [1] Викторов В. А., Лункин Б. В., Совлуков А. Ф. Радиоволновые измерения параметров технологических процессов. – М.: Энергоатомиздат, 1989.-208 с.
- [2] Теоретические основы радиолокации. Под. Ред. Ширмана Я. Д. – М.: Сов. Радио, 1970.-560 с.
- [3] Д. Ф. Руденко, А. И. Волковец, А. В. Гусинский, А. М. Кострикин. Фазовый метод измерения параметров вибраций. В кн. IX международная научно-техническая конференция «Современные средства связи». Материалы конференции. (Нарочь 27 сент.-1 окт. 2004г.) Мн.: Известия Белорусской инженерной академии, 2004, стр. 144-146.

THE MICROWAVE VIBRATION METER

Rudenko D. F., Volkovets A. I., Gusinski A. V.,
Kostrikin A. M., Herasimionak A. O., Dzisiak A. B.
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
6, P. Brovka Str., Minsk, 220013, Republic of Belarus
Ph.: +375 17 239-84-96, e-mail: gusin@cit.org.by;
http://www.mwmlab.com

Abstract – The microwave vibration meter development results are presented. The vibration meter functioning principle are presented.

I. Introduction

The report is devoted to microwave vibration meter developed in Millimeter Wave Measurement R&D Laboratory of the Belarusian State University of Informatics & Radioelectronics.

II. Main Part

In the designed microwave vibration meter, phase interference technique has been developed, which is based on vibrating object probing by EHF-range electromagnetic waves, receiving and analyzing of returns. Between the radiating device and an object, as a result of the interference, a standing wave is formed. Object vibration results in amplitude and phase modulation of the returned wave and in beat-frequency waveform generation.

The structure design of the meter comprises personal computer (PC) with installed software (SW) and two modules (Fig. 1).

The Transmit-Receive Module (TRM) generates a probing Extremely High Frequency (EHF) signal and receives a return. TRM contains EHF of the generator (G), power divider (PD) which enables generation of measuring and reference channels, amplitude manipulator (M) providing modulation of the probing signal by intermediate frequency signal f_{IF} , a horn antenna (A), which simultaneously is both a receiving and transmitting one, a directional coupler (DC) selecting returned from the measured object signals, balanced mixer (BM), interference of modulated return and unmodulated reference signal is performed via it. At BM outputs intermediate frequency quadrature signals Q and I are selected, which carry the data about a signal phase, and therefore, about vibration parameters.

The analog signal input-output module (ASIOM) ensures generation of modulating signal, signal amplification, and conversion of analog signals from BM into the digital code and them in PC.

ASIOM consists of two-channel analog-to-digital converter (ADC) which provides conversion of intermediate-frequency quadrature signals Q and I to the digital form and their transmitting to PC, digital-to-analog converter DAC, generating an intermediate-frequency f_{IF} modulating signal, pulse generator (PG), clocking the operation of ADC and DAC. As ASIOM, "TerraTec" audio card "Aureon 5.1 Sky" is applied, with is connected with PC via PCi interface and constructively is located in the PC System block.

Mathematical signal processing, calculation and indication of measured vibration parameters are performed on PC.

The distinctive feature of the engineering implementation of the meter is applying a modulated probing signal and digital filtering and demodulation of intermediate-frequency signals. It enables performing frequency separation of useful (returned) signals and power-supply noise, and by means of filtering to considerably improve a signal/noise ratio.

III. Conclusion

Thus, results of development of microwave vibration meter are submitted in this work.

АВТОДИННЫЕ СВЧ ДАТЧИКИ ПЕРЕМЕЩЕНИЯ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ СКОРОСТИ ГОРЕНИЯ ВЫСОКОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ

Лушев В. П.*, Воторопин С. Д.***, Дерябин Ю. Н.*, Жаринов Ю. Б.*, Потапов М. Г.*

*ФГУП ФНПЦ «Алтай»

г. Бийск, Россия

e-mail: post@frpc.sespa.ru

**ОАО «НИИПП»

г. Томск, Россия

e-mail: votoropin@mail.tomsknet.ru.

Аннотация – Скорость горения – основная характеристика высокоэнергетических композиционных материалов (ВКМ), обычно определяется по результатам анализа зависимости давления от времени в стационарных опытах по сжиганию малых образцов при нескольких, относительно постоянных в пределах 10%, давлениях. В материалах доклада представлены радиолокационные автодинные устройства, разработанные для измерения текущей скорости горения в нестационарных условиях, обусловленных изменением давления или качеством ВКМ по толщине горящего свода образца. Приведены результаты экспериментальных исследований.

I. Введение

Проблема измерения нестационарной скорости горения ВКМ с погрешностью не более 1%, высоким временным и пространственным разрешением, является актуальной задачей диагностики горения конденсированных систем для оценки качества составов и исследования моделей горения в различных условиях. В частности, для ВКМ, применяемых в высокотемпературных генераторах давления для улучшения фильтрующих свойств породы в скважинах для добычи нефти и дегазации угольных пластов.

По данным обзора [1] из трех, применяемых для этих целей методов: киносъёмки в рентгеновских лучах, ультразвукового метода [2] и радиоволнового сверхвысокочастотного (СВЧ метода) – только последний в настоящее время практически может обеспечить измерение скорости горения с требуемой точностью. В работе [3] на базе доплеровского измерителя скорости устойчиво определяется изменение скорости горения в зависимости от влагосодержания по длине образца с погрешностью до 2% и абсолютным значением до 0,1 мм/с.

СВЧ датчики скорости горения, построенные по схемам, описанным в [1, 3], относительно сложные и громоздкие, рассчитаны на измерения в узких диапазонах частот и для ограниченного круга воздействующих факторов.

В практике контроля параметров перемещения, основанных на эффекте Доплера, в качестве датчиков широко применяются автодины [4-6]. Автодинный принцип позволяет получать малогабаритные, легкие и экономичные приемопередатчики радиолокационных устройств с теоретическим пределом по энергетическому потенциалу до 120 дБ.

Цель работы – определить эксплуатационные возможности автодинных СВЧ измерителей скорости горения для диапазона рабочих частот от 30,0 до 10,0 ГГц в условиях испытательной станции предприятия.

II. Основная часть

Программой экспериментальных исследований предусматривалось исследование эксплуатационных возможностей СВЧ измерителей скорости горения ВКМ для следующих условий: изменение давления в опыте от 3,0 до 18 МПа; толщина горящего свода образцов от 20 до 150 мм; содержание мелкодисперсного алюминия в материале образца до 20%.

Зондирующее излучение проходит через всю толщу образца, установленного в камере вертикально горячей поверхностью вниз, отражается от горящего торца и поступает назад в приемопередающее устройство СВЧ датчика.

Конструктивно автодинный датчик для измерения скорости горения образцов представляет собой генератор на слаботочном диоде Ганна с рупорной антенной. Элементом датчика также является диэлектрическая направляющая система, изготовленная из полиамида в виде конуса, переходящего в цилиндр, который герметично устанавливается в крышке камеры сгорания. Рупор плотно надевается на конус.

В опытах использовались цилиндрические образцы торцевого горения диаметром до 36 мм и длиной до 150 мм. Образцы бронировались по образующей и с одного торца защитным составом.

Образец в камере защищенным торцом крепится к торцу направляющей системы и, таким образом, представляет собой отрезок диэлектрической направляющей системы длиной X , который характеризуется затуханием α мм⁻¹ и коэффициентом преломления β электромагнитного излучения с длиной волны λ .

Вторичная аппаратура выполнена в виде блока с источником питания генераторных диодов Ганна (ГДГ) и формирователем автодинных сигналов. В качестве нормирующего усилителя используется тензостанция KWS 3020 фирмы HBM, Германия.

Низкая стоимость СВЧ датчиков позволила основные затраты отнести на разработку автоматизированного рабочего места АРМ и соответствующего программного обеспечения (ПО) для регистрации и обработки данных. Основная особенность разработанного ПО заключается в расчете текущего значения фазы регистрируемого СВЧ сигнала и, соответственно, скорости горения при заданных значениях β и α .

Были изготовлены три типа автодинных датчиков перемещения с длиной волны в свободном пространстве 9,1 мм, 18,1 мм и 28,5 мм на слаботочных диодах Ганна AA768B, AA724A и AA703B, соответственно.

В таблице 1 приведены результаты измерения энергетического (автодинного) потенциала по методике [6] автодинов на слаботочных и сильноточных, с индексом *, генераторных диодах Ганна.

Таблица 1 – Энергетический потенциал автодинов.
Table 1 – Autodynes power budget.

Тип ГДГ	Длина волны, мм	Потенциал П, дБ
AA768A	9,1	68,0
*AA728A	9,4	56,0
AA724A	18,1	71,0
*AA726B	21,4	64,0
AA703B	28,5	75,0
*AA715A	28,0	67,0

Относительно большой энергетический потенциал автодинов на слаботочных ГДГ обусловлен значительно меньшим уровнем шумов. Увеличение потенциала с увеличением длины волны связано с уменьшением потерь в рупоре и направляющей системе с увеличением длины волны. По этому параметру более приемлемы автодины на слаботочных ГДГ.

По мере горения образца с автодина регистрируется периодический сигнал $U(t)$, приведенный на рисунке 1, который описывается выражением

$$U(t) = U_0 e^{-\alpha 2X(t)} \sin\left(2\pi\beta \frac{X(t)}{\lambda} + \varphi_0\right),$$

где φ_0 - начальная фаза.

Текущая скорость горения как производная от перемещения фронта горения $V(t) = dX(t)/dt$, мм/с, может быть определена по фазе колебаний, а также из показателя экспоненты - огибающей, проведенной через экстремумы регистрируемого сигнала.

На рисунке 1 приведены измерительные сигналы в опыте по сжиганию составного образца, склеенного из трех с толщиной свода 20 мм каждый. Номинальное давление $P = 7$ МПа. Рабочая длина волны автодина $\lambda = 28,5$ мм. Определенные в опыте значения параметров последовательно сгорающих образцов приведены в таблице 2.

Таблица 2 – Средние значения определяемых параметров при сгорании составного образца.

Table 2 – Parameters' mean values at composite burning

№ образца	Содержание Al, %	Участок сигнала	\bar{V} , мм/с	β
1	0	1 - 2	2,87	2,1
2	16	2 - 3	8,75	2,45
3	20	3 - 4	11,35	2,75

Коэффициент преломления β определялся по известной толщине сгорающего свода образца и фазе сигнала автодина при $V(t) = const$.

Увеличение давления в камере с образцом до 20 МПа подачей холодного газа не вызывает изменения сигналов автодина. Этот опыт показывает, что для исследуемых ВКМ образец не деформируется и β не зависит от давления.

Полученные результаты позволяют сделать вывод, что затухание радиоволн в материале образцов для исследуемого диапазона частот, определяется рассеянием в приближении Релея на частицах мелкодисперсного алюминия, рисунок 2.

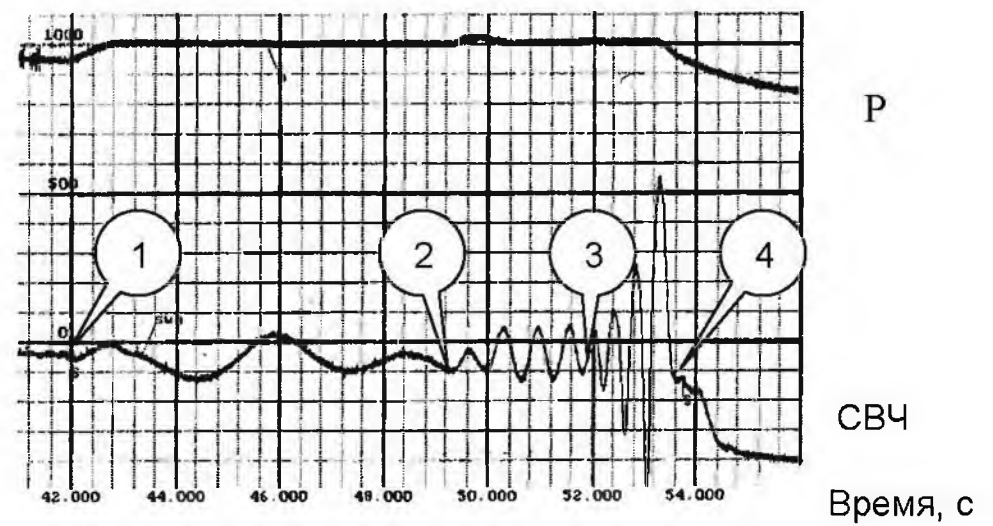


Рис. 1. Сигналы давления - P и автодина - СВЧ при сжигании составного образца: образец №1 – участок сигнала 1 – 2; образец №2 – участок сигнала 2 – 3; образец №3 – участок сигнала 3 – 4.

Fig. 1. Pressure (P) and autodyne signals at composite burning: specimen 1 – zone (1-2); specimen 2 – zone (2-3); specimen 3 – zone (3-4)

Измеренные с помощью разработанной СВЧ системы на автодинных датчиках характеристики образцов ВКМ при соотношении сигнал/шум, равном двум, приведены в таблице 3.

Таблица 3 – Предельная толщина свода образцов в зависимости от рабочей длины волны автодина.

Table 3 – Ultimate thickness of specimen coving depending on operating wavelength

Содержание металла %		0	16	20	21
Толщина свода, мм	$\lambda = 28,5$ мм	150	150	90	80
	$\lambda = 18,1$ мм	150	130	70	65
	$\lambda = 9,1$ мм	100	75	35	25

дБ/мм

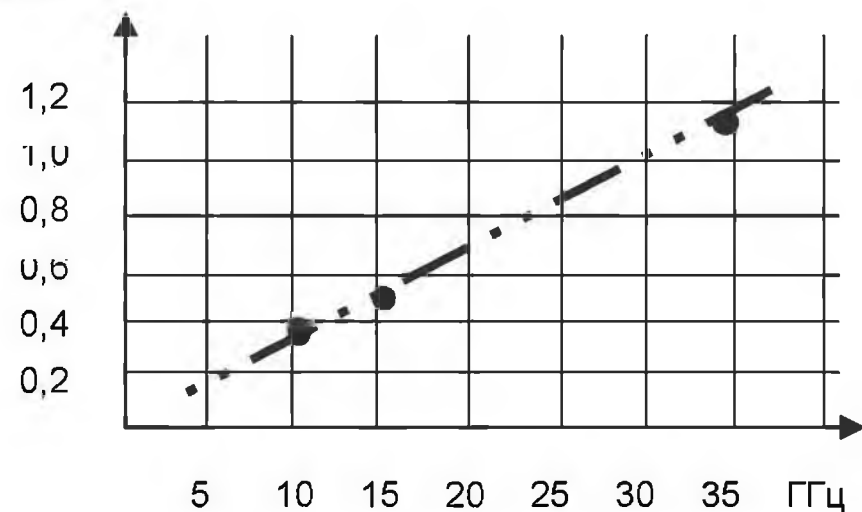


Рис. 2. Экспериментально-расчетная зависимость затухания радиоволн от частоты в образцах материалов с содержанием алюминия 21%.

Fig. 2. Waves attenuation depending on frequency in specimens with 21% aluminum content

Потери, обусловленные значением коэффициента отражения от горящего торца меньше единицы и степенью согласования при распространении излучения от направляющей системы к образцу и обратно, составляют от 6 до 10 дБ и не оказывают существенного влияния на результаты измерений.

III. Заключение

Разработанные микроволновые автодинные датчики скорости горения ВКМ позволяют получать практически значимые результаты измерений в широком диапазоне свойств исследуемых материалов и условий их применения.

При определении параметров при сгорании составного образца, таблица 2, используя среднее значение $\beta = 2,33$ вместо индивидуальных значений коэффициента преломления, скорость горения на каждом из участков определяется с погрешностью на уровне от 0,5 до 1,2 мм/с.

Этот пример демонстрирует возможности метода, а не точность методики в сравнении с техникой измерения полного времени сгорания при постоянном давлении.

Важным приложением микроволнового метода в данной реализации по мнению авторов является определение классической зависимости скорости горения ВКМ от давления. Применение данного метода позволяет определить необходимые исходные данные в условиях повышающегося давления в заданных пределах.

IV. Список литературы

- [1] Зарко В. Е., Вдовин Д. В., Перов В. В. Методические проблемы измерения скорости горения твердых топлив с использованием СВЧ излучения // Физика горения и взрыва. 2000. Том 36, №1.
- [2] Коти Ф., Ерейдес Ч. Ультразвуковой метод измерения скорости горения: ошибки, шумы и чувствительность // Физика горения и взрыва. 2000. Том 36, №1
- [3] Жарков А. С., Потопов М. Г., Лушев В. П., Галенко Ю. А., Павленко А. А., Жаринов Ю. Б., Дерябин Ю. Н., Ефимов В. Г. Применение микроволнового метода для измерения скорости горения высокоэнергетических композиционных материалов // Физика горения и взрыва. 2000. Том 36, №1.
- [4] Авт. св. № 1570502 СССР, МКИ G01S 13/52. Автодинный радиолокатор / В. Т. Бузыкин, С. Д. Воторопин, Ю. Л. Красильников, В. Я. Носков (СССР). – 4460859/24-09; Заявлено 15.07.88; Зарег. 15.02.90. – 2 с.: ил.1.
- [5] Воторопин С. Д., Носков В. Я. и др. Автодинные СВЧ-датчики для бесконтактных измерений и контроля // III-я Крымская конференция "СВЧ-техника и спутниковые телекоммуникационные технологии". Материалы конференции. – Севастополь. – 1992. – С.159-164.
- [6] Воторопин С. Д., Юрченко В. И. Автодины на диодах Ганна и устройства на их основе // Электронная промышленность. – 1998. – вып. 1-2. – С. 110.

MICROWAVE AUTODYNE MOVING SENSORS FOR MEASUREMENT OF BURNING SPEED OF HIGH-ENERGY COMPOSITE MATERIALS

Lushev V. P.*, Votoropin S. D.***, Deriabin Yu. N.*, Zharinov Yu. B.*, Potapov M. G.*

*FGUP FNPTs "Altai"

Biisk, Russia

e-mail: post@frpc.secna.ru

**Open Society "NIIPP"

Tomsk, Russia,

e-mail: votoropin@mail.tomsknet.ru.

Speed of burning is the basic characteristic of high-energy composite materials (HECM), and it is usually determined by results of the analysis of pressure dependence on time in stationary experiences on small samples burning at several relatively constant pressure within the limits of 10 %. In materials of the present report radar-tracking autodyne devices in a frequency range from 30,0 up to 10,0 GHz are submitted which have been developed for measurement of the current burning speed of fuels samples in the non-stationary conditions caused by pressure or HECM quality changes on thickness of a sample burning arch. Methodical problems of processing of the measuring information are considered. Operational opportunities of autodyne moving sensors for a wide range of change of measurements conditions and for tested materials properties are determined. The attenuation dependence of electromagnetic microwave radiation on the contents of the fine-dyspersated aluminium in HECM structure is established.

In the given results of experimental researches an applicability of the microwave method realized with use of autodyne sensors for an estimation of HECM quality and definition of the burning law is shown at measurements of burning speed in conditions of growing pressure that opens an opportunity of forecasting of burning HECM laws in various devices.

НЕРАЗРУШАЮЩИЙ РАДИОМЕТРИЧЕСКИЙ МЕТОД КОНТРОЛЯ ПЛОТНОСТИ КВАРЦЕВОЙ КЕРАМИКИ РАДИОПРОЗРАЧНЫХ ТЕРМОСТОЙКИХ ОБТЕКАТЕЛЕЙ

Куценко В. П., Трегубов Н. Ф.

Казенное научно-производственное предприятие «Кварсит» Минпромполитики Украины

Ул. Шмидта, 20, Константиновка, 85104, Донецкая обл., Украина

Тел.: +38 (06272) 20361;

e-mail: kvarsit@kcn.skif.net

Аннотация – Экспериментально измерена зависимость уровня мощности собственного радиотеплового электромагнитного излучения кварцевой керамики от её плотности при фиксированном химическом составе. Данные исследования могут быть положены в основу неразрушающего контроля параметров плотности кварцевой керамики при изготовлении радиопрозрачных термостойких обтекателей из неорганических материалов.

I. Введение

В последние годы все большее внимание уделяется радиометрическим методам исследования физических тел и объектов. Системы, построенные по принципу радиометров, сегодня уже применяются в различных направлениях науки и техники для измерения очень слабых сигналов, уровень которых может быть ниже уровня собственных шумов этой аппаратуры и радиотеплового фона. Радиометры работают в области сверхвысоких частот (СВЧ 0,3-30 ГГц) и крайневых частот (КВЧ 30-300 ГГц) и позволяют осуществлять регистрацию, измерение и анализ слабых ($P \leq 10^{-6} \text{ Вт}$) и сверх слабых ($P \leq 10^{-12} \text{ Вт}$) сигналов в указанных частотных диапазонах [1,2].

Однако, несмотря на актуальность этой тематики, сегодня радиометрические методы ещё недостаточно используются в технологических процессах при контроле физико-химических параметров изготавливаемых изделий. Так, например, при контроле такого важного параметра как плотность кварцевой керамики, влияющего на радиопрозрачность и прочность изготавливаемых термостойких обтекателей, используется разрушающий метод химико-механического исследования. Поэтому целью данной работы было экспериментальное выявление возможности радиометрического измерения плотности кварцевой керамики без разрушения изготовленных изделий по уровню мощности их собственного теплового электромагнитного излучения.

II. Основная часть

Эффективное управление производством продукции в разных областях народного хозяйства, современный научный эксперимент ныне невозможны без широкого внедрения современных средств контроля различных физических величин [3].

Определение состава, строения, свойств и т.д. исследуемых материалов и изделий из них сегодня, с учётом активного развития элементной базы СВЧ диапазона, возможно по их собственным радиотепловым излучениям [4].

Разработка приборов и методов неразрушающего радиометрического контроля выпускаемых дорогостоящих радиопрозрачных термостойких обтекателей из кварцевой керамики имеет принципиальное значение, поскольку они могут позволить повысить

качество контроля, обеспечив 100% исследование изделий вместо выборочного и повысить экономический эффект производства продукции, снизив количество разрушаемых изделий.

Для экспериментальных исследований по выявлению возможности радиометрического измерения плотности кварцевой керамики изделий по уровню мощности их собственного теплового электромагнитного излучения без разрушения данной продукции была использована аттестованная Госстандартом Украины радиометрическая установка НИЦ КМ „Відгук” МЗ Украины, позволяющая измерять малые уровни мощности мм-диапазона волн (НУ-2). Её параметры: диапазон измеряемых частот 37,5-53,5 ГГц; флюктуационный порог чувствительности $3 \times 10^{-14} \text{ Вт}$; относительная погрешность измерения мощности сигналов не более $\pm 3 \text{ Дб}$. Структурная схема измерения уровня мощности собственного радиотеплового электромагнитного излучения кварцевой керамики представлена на рис.1 и состоит из: объекта исследования (обтекатель из кварцевой керамики) – О, приёмной антенны – Х, аттенюатора – А, прибора радиометрического контроля – ПРК и регистратор –

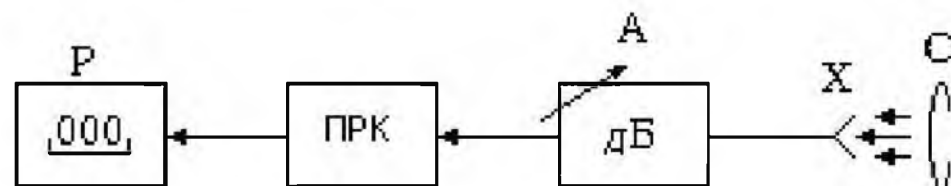


Рис. 1. Структурная схема измерения уровня мощности собственного радиотеплового электромагнитного излучения кварцевой керамики.

Fig. 1. Flow chart of power level measurements of quartz ceramics thermal EM self-radiation

Для исследования были изготовлены образцы из кварцевой керамики с известной плотностью и из кварцевого стекла, являющегося основой керамики после помола и дальнейших технологических операций по формовке и обжигу. С целью обеспечения идентичности измерений образцы изготовлены из выше указанных материалов с одинаковым химическим составом и одинаковыми размерами - $8 \times 8 \times 8 \text{ мм}$.

В соответствии с технологией проведения исследований образцы нагревались до температуры 43°C . Оценка интенсивности собственного радиотеплового электромагнитного излучения ($1 \times 10^{-13} \text{ Вт/см}^2$) образцов из кварцевой керамики и кварцевого стекла осуществлялась с помощью выше указанного прибора радиометрического контроля на частоте 52 ГГц.

Результаты экспериментальных исследований показали (рис.2), что кварцевая керамика, изготовленная из кварцевого стекла имеет в два раза большую интенсивность излучения чем само монолитное

кварцевое стекло и уровень излучения определяется плотностью керамики, поскольку химический состав является величиной фиксированной.

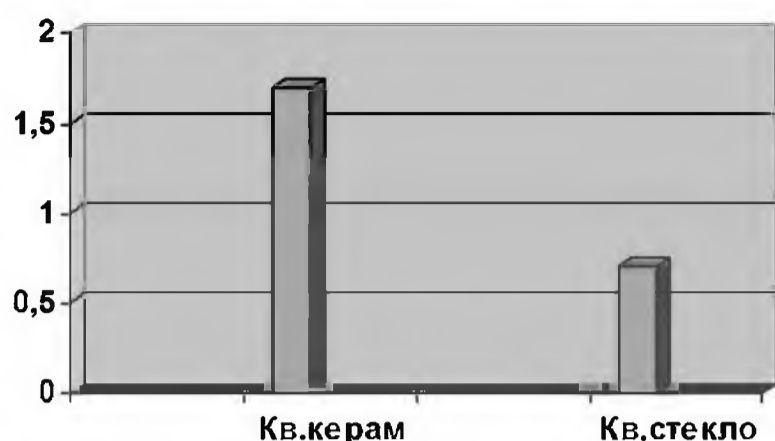


Рис. 2. Распределение интенсивности собственного радиотеплового электромагнитного излучения ($1 \times 10^{-13} \text{ Вт/см}^2$) кварцевой керамики и кварцевого стекла.

Fig. 2. Intensity distribution of quartz ceramics and quartz glass own thermal EM self-radiation ($1 \times 10^{-13} \text{ W/cm}^2$)

Полученные результаты исследований создают хорошие предпосылки для организации системы неразрушающего контроля параметров плотности кварцевой керамики радиопрозрачных термостойких обтекателей. При радарном режиме работы установки во внешних полях возможно обнаружение дефектов как на внешней поверхности, так и во внутренней структуре обтекателей.

III. Заключение

Таким образом, проведенные экспериментальные исследования позволили установить и измерить зависимость уровня мощности собственного радиотеплового электромагнитного излучения кварцевой керамики от её плотности при фиксированном химическом составе. Данные исследования целесообразно учитывать при организации системы неразрушающего контроля параметров плотности кварцевой керамики при изготовлении радиопрозрачных термостойких обтекателей. Полученные результаты могут также использоваться для контроля качества поверхности, внутренней структуры и геометрических размеров дефектов обтекателей.

IV. Список литературы

1. Скрипник Ю. О., Манойлов В. П., Яненко О. П. Модуляційні радіометричні пристрої та системи НВЧ-діапазону. – Житомир: ЖІТІ, 2001. – 373 с.
2. Скрипник Ю. О., Куценко В. П., Яненко О. П. Радіометрична система реєстрації мікрохвильових полів і випромінювань біооб'єктів // Наукові праці Донецького національного технічного університету.-Серія: "Обчислювальна техніка та автоматизація".-Випуск 74.- Донецьк: "Лебідь", 2004. – С.382-385.
3. Викторов В. А., Лункин Б. В., Совлуков А. С. Радиоволновые измерения параметров технологических процессов. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 208 с.
4. Скрипник Ю. А., Яненко А. Ф., Манойлов В. П., Куценко В. П., Гимпилевич Ю. Б. Микроволновая радиометрия физических и биологических объектов. – Житомир: "Волынь", 2003. – 408 с.

NONDESTRUCTIVE RADIOMETRIC TECHNIQUE FOR TESTING THE DENSITY OF QUARTZ CERAMICS IN RADIOTRANSSPARENT HEAT-RESISTANT RADOMES

Kutsenko V. P., Tregubov M. F.
 Kvarsit State Research and Production Enterprise,
 Ministry of Industrial Policy of Ukraine
 20 Shmidta Str., Konstantynivka,
 Donetsk Region, Ukraine, 85104
 phone: +380 (6272) 20361; e-mail: kvarsit@kcn.skif.net

Abstract – Dependence has been experimentally measured between power levels of thermal EM self-radiation of quartz ceramics and its density at a fixed chemical composition. This research may be used as the basis for developing a nondestructive technique of testing density parameters of quartz ceramics during manufacture of radiotransparent heat-resistant radomes from inorganic materials.

I. Introduction

The goal of this research was to establish experimentally the possibility of applying a radiometric technique in measuring the density of quartz ceramics by the power level of their thermal EM self-radiation without destroying the finished products.

II. Main Part

The development of devices and techniques for nondestructive radiometric testing of radiotransparent heat-resistant radomes made of quartz ceramics is of the utmost importance, since it would improve quality control by providing a comprehensive, instead of selective, testing of products and would also increase the yield by reducing the number of destroyed components.

The experimental research has involved radiometric equipment certified by the State Standard of Ukraine, samples of quartz ceramics of the known density, as well as samples of quartz glass that form the basis of ceramics. Intensity of the samples thermal EM self-radiation ($1 \times 10^{-13} \text{ W/cm}^2$) has been assessed at a 60GHz frequency and at 43°C. The experimental research has shown quartz ceramics to have twice greater radiation intensity than monolithic quartz glass itself, while the radiation level is determined by the ceramics density. Results of this research offer a good starting point for developing a system of nondestructive testing of density parameters for quartz ceramics used in radiotransparent and heat-resistant radomes.

III. Conclusion

The experimental research allowed for the dependence of power level of quartz ceramics thermal EM self-radiation on its density to be established and measured at a fixed chemical composition. This data may prove helpful in managing a system of nondestructive testing of density parameters of quartz ceramics, as well as in implementing quality control of surfaces, underlying structures and dimensions of radiotransparent heat-resistant radomes.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ДИЭЛЕКТРОМЕТРА МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЖИДКОГО ГЕЛИЯ

Деркач В. Н., Головащенко Р. В., Недух С. В., Плевако А. С., Тарапов С. И.
Институт радиофизики и электроники НАН Украины,
ул. Ак. Проскуры, 12, Харьков, 61085
Тел: 38 (057) 744-84-63, e-mail: derkach@ire.kharkov.ua

Аннотация – Метод дискового диэлектрического резонатора на модах шепчущей галереи использован в разработанном криодиэлектрометре для измерения диэлектрических параметров твердых веществ и криогенных жидкостей с малыми потерями в диапазоне частот 50-150 ГГц и интервале температур 0.8 - 300 К. Обнаружено скачкообразное изменение резонансных характеристик высокочастотного ДДР, погруженного в He^4 при температуре ниже λ - точки (сверхтекучее состояние).

I. Введение

Динамические свойства He^4 в окрестности λ -точки (сверхтекучее состояние), до сих пор еще недостаточно изучены и представляют несомненный интерес для исследователей. В соответствии с концепцией Klausius-Mossotti поляризуемость гелия не зависит от температуры [1]. Попытка обнаружить температурную зависимость поляризуемости гелия, путем независимого измерения ее плотности и статической диэлектрической постоянной была неудачной [2].

Впервые особенности в диэлектрических свойствах жидкого гелия были обнаружены при использовании в качестве измерительного резонатора высокочастотного диэлектрического сферического резонатора, изготовленного из кристалла сапфира [3].

Дальнейшее развитие методики дискового диэлектрического резонатора (ДДР) на модах шепчущей галереи (МШГ) и использование ее для измерения низких диэлектрических потерь в мм и субмм диапазонах длин волн, в частности, в жидком гелии позволит определить природу потерь и времена релаксации в сверхтекучей и нормальной фазах.

II. Основная часть

Одним из наиболее точных методов измерения диэлектрических параметров материалов с малыми потерями в миллиметровом диапазоне длин волн является метод, основанный на использовании открытого дискового диэлектрического резонатора (ДДР) на модах шепчущей галереи (МШГ). Измеряемыми параметрами являются резонансные частоты и добротности резонатора.

Метод позволяет измерять:

- характеристики твердых материалов, при этом резонатор изготавливают из исследуемого материала в виде диска с полированными с оптической точностью поверхностями;
- характеристики жидких и газообразных сред, внутри которых располагается ДДР, изготовленный из материала с известными и одновременно малыми потерями.

На основе этого метода нами создан криодиэлектрометр, позволяющий проводить измерения в диапазоне частот 50-150 ГГц и интервале температур 0.8- 300 К [4].

Криодиэлектрометр состоит из криогенного модуля, электродинамического модуля и комплекса измерительной аппаратуры. Криогенный модуль построен

по схеме рефрижератора с замкнутой системой циркуляции 4He (3He) и обеспечивает получение заданной температуры в рабочей камере. Электродинамический модуль представляет собой цилиндрическую вставку в криомодуль, внутри которой располагаются волноводы и тяги, обеспечивающие крепление резонатора и возможность его перемещения. Шлюзовая камера в верхней части криомодуля позволяет извлекать электродинамический модуль для замены образца без отепления всей системы.

Изготовлено два варианта модуля:

- рабочая камера и резонансная структура изолированы от жидкого гелия, камера вакуумируется,
- рабочая камера и резонатор располагаются в газообразном или жидком гелии.

Комплекс измерительной аппаратуры включает в себя блок измерения и стабилизации температуры, генератор миллиметровых волн и аппаратно-программный комплекс, который осуществляет управление генератором, сбор и обработку данных с КВЧ детекторов и термодатчиков.

Криодиэлектрометр использован нами для измерения диэлектрических параметров ряда чистых диэлектриков и компенсированных полупроводников, а также криогенных жидкостей.

Для исследования диэлектрических параметров жидкого гелия использовался второй вариант электродинамического модуля (резонатор в жидком гелии). Дисковый диэлектрический резонатор был изготовлен из кремния, легированного золотом (Si:Au). Этот материал характеризуется крайне низкими потерями в миллиметровом диапазоне длин волн $tg\delta=3 \cdot 10^{-5}$ и $\epsilon=11.7$. Размеры резонатора: диаметр 19.00 мм, высота 0.53 мм. Поверхности резонатора были полированы с оптической точностью и тщательно очищены. В качестве элементов возбуждения использовались диэлектрические волноводы прямоугольного сечения, изготовленные из лейкосапфира.

Измерения проводились в 4-х миллиметровом диапазоне длин волн. В ДДР возбуждалась одна из высших мод шепчущей галереи (EH_{mn0}) с концентрацией поля вблизи цилиндрической поверхности. Измерялись резонансная частота и добротность резонатора при изменении температуры.

В температурной области ниже фазового перехода 2-го рода (λ -точки), $T_\lambda=2.17$ К, было обнаружено аномальное поведение резонансных характеристик резонатора. Наблюдалось "скачкообразное" уменьшение резонансной частоты и добротности ДДР на МШГ. Температурные зависимости резонансной частоты и добротности ДДР, изготовленного из Si:Au, приведены на рис. 1.

Сплошные точки соответствуют режиму понижения температуры, полые - режиму повышения. Такой скачок резонансной частоты и добротности вызван, наиболее вероятно, аномальным поведением свободной энергии ансамбля фононов в жидком гелии

или турбулентными процессами, которые сопровождают переход жидкого гелия в сверхтекучее состояние. При исследовании характеристик резонатора в вакуумированном объеме в области температур 0.8-4.2 К подобные аномалии не наблюдались.

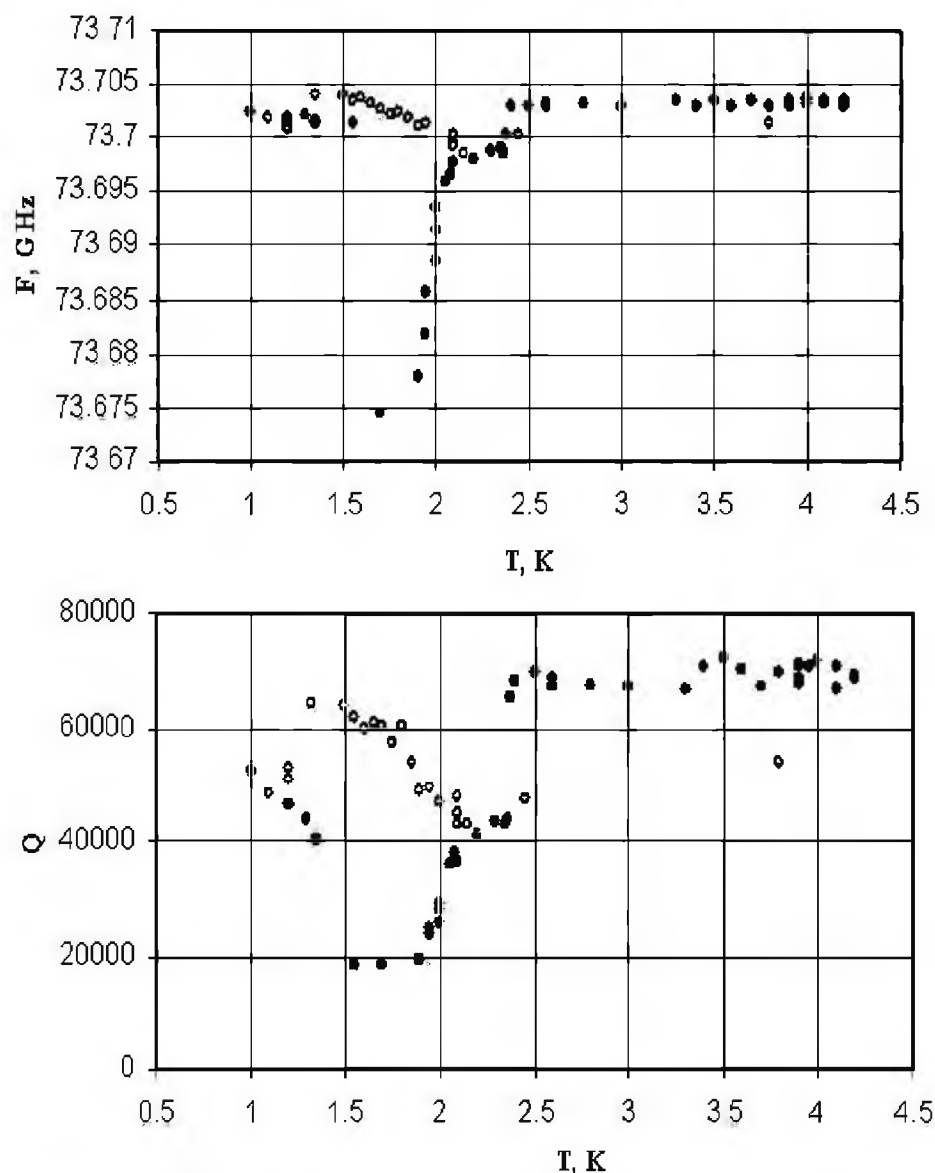


Рис. 1. Температурные зависимости резонансной частоты и добротности ДДР на МШГ.

Fig. 1. Temperature dependence of resonance frequency and Q-factor for DDR on Si:Au

III. Заключение

Криодиэлектрометр, основанный на использовании открытого дискового диэлектрического резонатора (ДДР) на модах шепчущей галереи (МШГ) использован для изучения динамических характеристик жидкого гелия. Обнаружено anomalous поведение резонансных характеристик резонатора, погруженного в гелий, в температурной области ниже λ -точки ($T_\lambda=2.17$ К). Обсуждаются возможные механизмы влияния параметров внешней среды на характеристики резонатора.

IV. Список литературы

- [1] C. J. F. Bottcher. Theory of Electric Polarization. - Elsevier, 1952. - 192 p.
- [2] V. Kempinsky et al., Fiz. Nizk. Temp., Vol. 14, p. 451, 1988. [Sov. J. Low Temp. Phys., 1988, Vol. 14, p. 247].
- [3] E. M. Ganapolskii, A. V. Golik, and A. P. Korolyuk. Observation of an Electromagnetic Absorption Peak in the Millimeter Wave Range in Liquid Helium at the Superfluid Lambda Transition. Phys. Rev. B, 1995, Vol. 51, pp. 11962-11964.
- [4] V. N. Derkach, R. V. Golovashchenko, E. V. Goroshko et al. Low Temperature Complex for Dielectrometry Measurements. Proc. Of 4-th Int. Kharkov Symp. MSMW2004, Kharkov, Ukraine, June 21-26, 2004, pp.760-762.

USING OF THE MILLIMETER WAVE DIELECTROMETER FOR STUDY OF LIQUID HELIUM DYNAMIC CHARACTERISTICS

Derkach V. N., Golovashchenko R. V., Nedukh S. V., Plevako O. S., Tarapov S. I.

Usikov Institute of Radiophysics and Electronics of National Academy of Sciences of Ukraine
12 Ac. Proskura St., Kharkov, 61085, Ukraine
phone: (057) 7448463, e-mail: derkach@ire.kharkov.ua

Abstract – The WGM method was used in designed cryogenic dielectrometer for measurement of dielectric parameters of cryogenic liquids with small losses within the frequency range of 50-150 GHz and temperatures 0.8 – 300 K. The change of resonant characteristics of high-Q DDR, placed into He⁴ at temperature lower the λ -transition (a superfluid state) is detected.

I. Introduction

The greatest interest is shown to dynamic properties He⁴ in at temperature lower the λ -transition which are not investigated up to the present time. The attempt to detect temperature dependence of helium polarizability by means of independent measurement of its density and static permittivity was unsuccessful. So any singularities in dielectric properties of liquid helium were detected at the use of the high-Q dielectric sphere resonator made of sapphire as the measuring resonator. The further development of the DDR technique and its application for measurement of low dielectric losses in liquid helium in a superfluid state, will allow to determine the nature of losses and relaxation times in superfluid and normal phases.

II. Main Part

One of the most precise methods for measurement of materials dielectric parameters is the method based on use of DDR with WGM. Resonance frequencies and Q-factors of the resonator are measured parameters. The method allows to measure:

- characteristics of solid state materials, thus the resonator is made of the investigated material as a disk with the surfaces polished with optical accuracy;
- characteristics of liquid and gaseous mediums inside which DDR made of a material with known and simultaneously small losses is placed.

On the basis of this method we have designed cryodielectrometer, allowing to carry out measurement within the frequency band 50-150 GHz and temperatures 0.8-300 K.

DDR, made of the silicon doped by gold (Si:Au) was used for study of liquid helium dielectric parameters. Measurements were carried out in four-millimeter wave range. One of the high whispering gallery modes (EH_{mno}) with the field concentration close to cylindrical surface was excited in DDR. The resonance frequency and Q-factor of the resonator were measured at change of temperature within the range 1.0 - 10 K.

In temperature range below phase transition of 2-nd sort (λ -transition) $T_\lambda=2.17$ K the anomalous behavior of resonant characteristics of the resonator was detected. "Dramatically" decrease of resonance frequency and Q-factor of DDR was observed. Such jump of the resonant characteristics is caused, most probably, by anomalous behavior of a free energy of phonons ensemble in liquid helium or turbulent processes, which accompany the transition of liquid helium into a superfluid state.

III. Conclusion

Cryodielectrometer based on the use of the WGR is designed for measurements of dielectric parameters of materials within frequencies of 50-150 GHz and temperatures of 0.8-300 K. When the DDR is placed into the liquid helium we have observed a dramatic change of resonance frequency and Q-factor at the temperature below $T_\lambda = 2.17$ K. Possible mechanisms of influence of environment parameters on resonator characteristics are discussed.

РЕЗОНАТОР ДЛЯ УСКОРЕННОЙ РЕГЕНЕРАЦИИ СОРБЕНТА В ЭЛЕКТРОМАГНИТНОМ ПОЛЕ

Гончаренко Ю. В.¹, Головки М. И.¹, Горобец В. Н.¹, Зотов С. М.¹, Говорищев А. И.²

¹ Институт радиофизики и электроники НАН Украины (ИРЭ НАНУ)

ул. Ак. Проскуры, д. 12, Харьков – 61085, Украина

² ООО НПФ «Сетра»

пос. Подворки, Дергачевского р-на, Харьковская обл. - 62371, Украина

Тел.: +380(057) 744-83-58; e-mail: ygonch@ire.kharkov.ua

Аннотация – Рассмотрено влияние конструкции резонатора на распределение электромагнитного и температурного полей в адсорбере, предназначенном для ускоренной регенерации цеолитов.

I. Введение

В процессе длительной эксплуатации в трансформаторном масле образуются вещества, приводящие к снижению его эксплуатационных характеристик. Одним из таких веществ является вода, поглощаемая маслом из атмосферы. Ее удаление может производиться либо постоянно, в процессе эксплуатации оборудования, либо периодически, при достижении эксплуатационными характеристиками критических значений.

Для удаления воды применяются мелкопористые сорбенты, например, цеолиты NaA, NaX. Скорость адсорбции по мере эксплуатации сорбента уменьшается и после достижения сорбентом равновесия процесс адсорбции прекращается. Для продолжения процесса восстановления масла необходимо заменить либо регенерировать сорбент.

Ранее использовались три метода регенерации сорбента: выжигание в высокотемпературной печи (при $t = 400..600$ °C), продувка сухим горячим воздухом и сушка термовакуумным способом с использованием точечных нагревателей. Основными недостатками этих методов является либо большое время регенерации (более 30ч.), либо коксование замасленного сорбента с потерей до 30% его адсорбционной способности за один цикл регенерации [1].

Основными факторами, которые влияют на эффективность регенерации сорбента, являются: температура десорбции сорбента, создание равномерного температурного поля внутри адсорбера.

Равномерность температурного поля внутри адсорбера в первую очередь определяется скоростью нагрева сорбента. Применяющиеся сейчас мощные точечные нагреватели не могут обеспечить достаточной равномерности температурного поля при приемлемых длительностях процесса регенерации вследствие низкой теплопроводности системы сорбент-масло. Это приводит к возникновению в сорбенте значительных температурных градиентов и резкому сокращению количества циклов регенерации. Использование большого количества (12-24) маломощных (<200..400 Вт) нагревателей приводит к значительному усложнению конструкции адсорбера и уменьшению его полезного объема [2].

Указанное противоречие можно устранить используя технологию объемного нагрева с помощью высокочастотного электромагнитного поля (ЭМП).

II. Основная часть

Целью работы является оценка влияния конструкции адсорбера на пространственное распределение напряженности электрического поля и удельной

мощности поглощения (SAR). Для совместимости с имеющимся оборудованием наружные габариты адсорбера были заранее определены и не являлись изменяемыми параметрами. Высота адсорбера составляла 1.4м, его диаметр – 0.4м. Предполагалось, что обработка сорбента будет производиться на промышленной частоте 13.6 МГц. Численными методами оценивались следующие конструкции адсорбера: упрощенного, с цилиндрическим центральным проводником (рис 1.1), с четырехреберным центральным проводником (рис 1.2), 8-ми реберного адсорбера (рис 1.3) и адсорбера, в котором ребра располагались как на центральном проводнике, так и на внутренней поверхности корпуса адсорбера (рис 1.4). На рис. 1 представлены примеры распределения SAR для каждого из типов адсорберов.

Одним из критериев эффективности адсорбера может являться зависимость отношения количества энергии, поглощенной фиксированным объемом сорбента к величине этого объема. Очевидно, что при равномерном пространственном распределении SAR эта зависимость представляет собой прямую, соединяющую начало координат с точкой, отражающей полный объем адсорбера. При помощи численного моделирования были определены геометрические размеры для каждого из типов адсорберов, при которых пространственное распределение поглощенной энергии было наиболее близко к равномерному. Кривые 2-5 на рис 2 отражают пространственное распределение SAR в оптимальных адсорберах каждого типа без учета теплопередачи. Для сравнения, на рис. 2 представлено пространственное распределение поглощенной энергии с учетом теплопередачи в адсорбере, оборудованном 10 ТЭНами длиной 1.3м, общей мощностью 3.5кВт после 2 часов работы. При этом считалось, что источники тепла являются точечными и нагрев всего рабочего объема производится только при помощи теплопередачи. В процессе СВЧ сушки происходит объемный нагрев вещества и термодинамической модель с точечными источниками нагрева не может быть использована [2].

Из рисунка 2 видно, что упрощенный адсорбер с цилиндрическим центральным проводником (кривая 2) обладает наилучшими характеристиками: в нем 45% энергии, затраченной на нагрев сорбента, выделяется в 5% объема, а 80% энергии – в 20% объема адсорбера.

Это может привести к коксованию и разрушению сорбента расположенного возле центрального проводника (см. рис 1.1). Несмотря на сложность конструкции, распределение температурного поля в адсорбере, оборудованном 4 дополнительными ребрами, закрепленными на корпусе (рис 1.4) также далеко от оптимального. Это связано с «вытеснением» ЭМП дополнительными ребрами вглубь адсорбера.

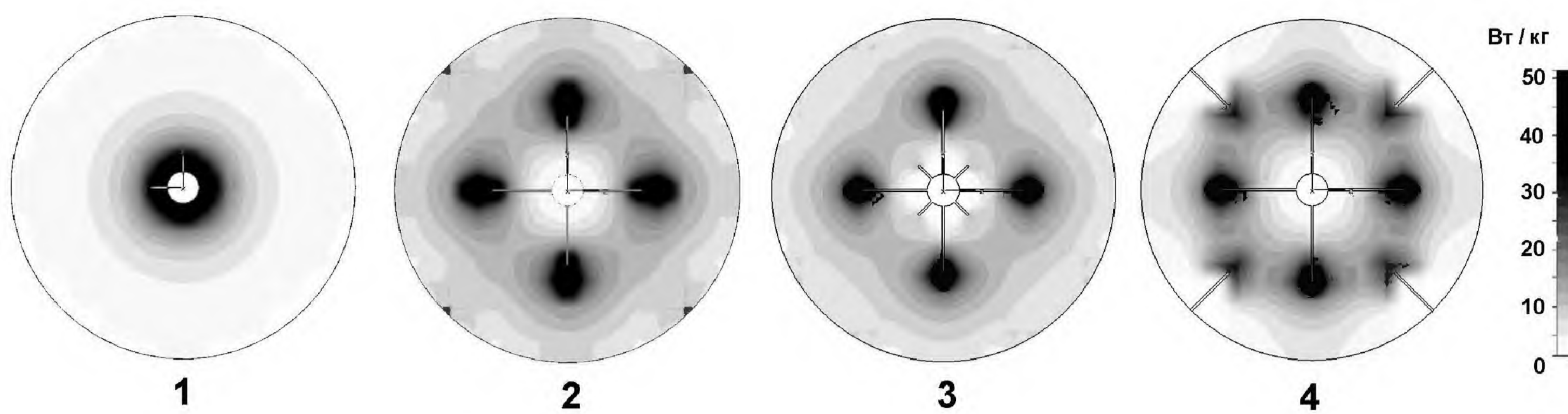


Рис. 1 Распределение поглощенной энергии в поперечном сечении адсорбера: 1 – упрощенного адсорбера; 2 – 4х реберного адсорбера; 3,4 – 8ми реберного адсорбера с различным расположением ребер.

Fig. 1 Absorbed energy distribution in absorbers cross-section

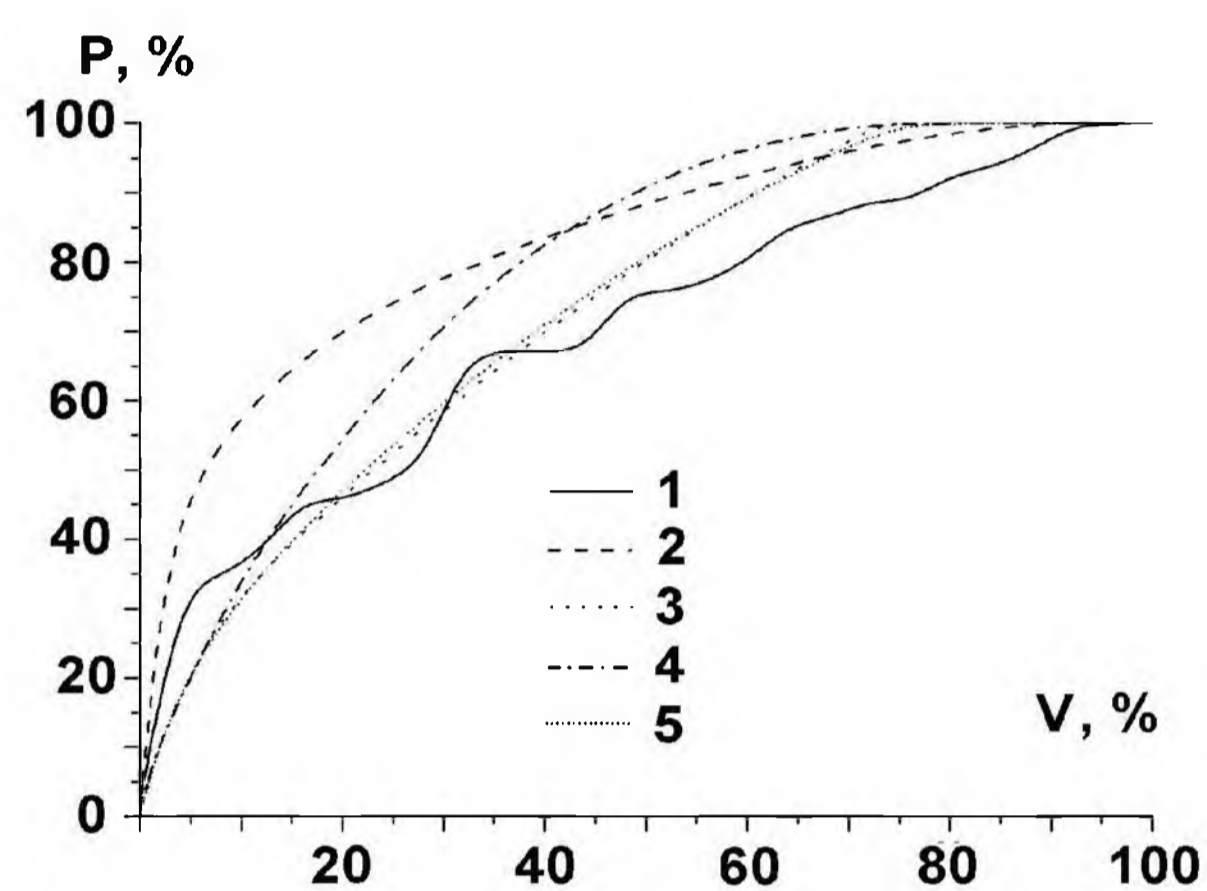


Рис. 2. Пространственное распределение поглощенной энергии в адсорберах различных типов: 1 – адсорбере, оборудованном ТЭН-ами, 2 – упрощенном адсорбере, 3 – 4х лепестковом адсорбере, 4 – 8-ми лепестковом адсорбере (рис. 1.4), 5- 8-ми лепестковом адсорбере (рис 1.3).

Fig. 2 Space distribution of absorbed energy in the electric heater (1), in the resonators of 4 types (2-5)



Рис. 3 Установка для ускоренной регенерации трансформаторного масла: 1 – адсорберы.

Fig. 3. Equipment for transformer oil rapid regeneration: 1 – absorbers

Кривая 1 на рис. 5, отражающая распределение температурного поля внутри адсорбера оборудованном ТЭНами, показывает, что объем в котором может происходить коксование сорбента, в 2-2.5 раза превышает аналогичный объем в 4х и 8 реберных адсорберах (рис 1.2 и 1.3). Очевидно, что при учете теплопередачи количество сорбента, находящегося в неоптимальных условиях значительно сократится.

III. Заключение

Таким образом, 4х реберный адсорбер, представленный на рис 1.2 позволяет добиться большей равномерности температурного поля, чем рассмотренный в качестве примера адсорбер оборудованный 10 ТЭНами.

На рис. 3 представлена фотография малогабаритной цеолитной установки для ускоренной регенерации трансформаторного масла МЦУ-7 разработанной в ИРЭ НАНУ совместно с ООО НПФ «Сетра» (г. Харьков) на базе 4х реберного адсорбера. Совместно с ранее разработанным блоком регенерации и подготовки сорбента БРПС-1 она предназначена для обслуживания в полевых условиях трансформаторов средней и большой мощности.

IV. Список литературы

- [1] Кизва Ф. В., Горобец. и др. Новые технологии обработки сорбентов. Новини енергетики 2003р. №1-2 с.26-31.
- [2] Отчет по НИР «Моделирование процессов в системе обеспечения электрофизических установок». Рук. Михайлов В. В. ХПИ, 1993. № гос. рег. 0190.0047572.

RESONATOR FOR ABSORBENT RAPID REGENERATION IN THE ELECTROMAGNETIC FIELD

Goncharenko Yu. V, Golovko M. I, Gorobets V. N.,
Zotov S. M., Govorishiev A. I.
IRE NASU
ul. Ak. Proskury, 12, Kharkiv – 61085, Ukraine

I. Introduction

During long-term operation, substances are generated in transformer oil, which lead to worsening of its operating characteristic, for example, water absorbed from the atmosphere. In order to remove this water surface-active substance (silica gel or zeolite) is used. Earlier 3 methods for adsorbents regeneration were applied: burning out in high temperature oven ($t = 400..600^{\circ}\text{C}$), blowing with dry hot air and thermal vacuum drying using spot heaters. The system shortcomings are: very long time of zeolite regeneration (more than 30 hours) or adsorbent carbonization because of process high temperature. The technology of adsorbent drying in the HF electromagnetic field can solve this problem.

II. Main Part

The main target is to evaluate adsorbent constriction influence on electromagnetic and temperature field distribution in adsorbent cross-section. We have analyzed 4 types of adsorbents, presented in fig.1. Space distributions of absorbed energy in the electric heater (1), in the resonators of 4 types (2-5) are shown in fig.2.

III. Conclusion

4-edge adsorbent, which is shown in fig 1.2, possesses the best parameters for high speed adsorbent regeneration. Presented in fig. 3 is the equipment for transformer oil rapid regeneration, developed in IRE NASU together with Setra LTD.

ГЕНЕРАТОР ГАННА НА ОСНОВЕ БОЧКООБРАЗНОГО ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РЕЗОНАТОРА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЖИДКОСТЕЙ

Кириченко А. Я., Когут А. Е., Кутузов В. В.

Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины

Ул. Акад. Проскуры, д. 12, Харьков – 61085, Украина

Тел.: +3(057) 7448593; e-mail: kogut@ire.kharkov.ua

Аннотация – Установлено, что высокую чувствительность измерения диэлектрических свойств жидкостей в автодинном режиме, определяют высокие показатели добротности колебательной системы автогенератора, выполняющей функции измерительной ячейки диэлектromетра.

I. Введение

Ранее нами было предложено использование полудискового диэлектрического резонатора (ДР) с колебаниями шепчущей галереи (ШГ), включенного в цепь генератора Ганна, для измерения диэлектрических характеристик жидкостей, в том числе, обладающих высокими значениями электромагнитных потерь [1]. Информативными для определения действительной и мнимой частей диэлектрической проницаемости исследуемых образцов жидкостей являются частота генерации и амплитуда выходного сигнала. Однако, малые изменения характеристик генерации затрудняют исследования жидкостей с малыми отличиями комплексной диэлектрической проницаемости. Для улучшения чувствительности измерений и повышения разрешающей способности автодинного метода в данной работе предложено использование высокодобротного бочкообразного ДР как фрагмента диэлектрической полусферы [2] с одной азимутальной модой.

II. Основная часть

На рис. 1 схематически представлен макет измерительной ячейки диэлектromетра. Бочкообразная тефлоновая структура 1 располагалась на плоском металлическом зеркале 2, в отверстиях которого находился диодный модуль 3 с диодом Ганна.

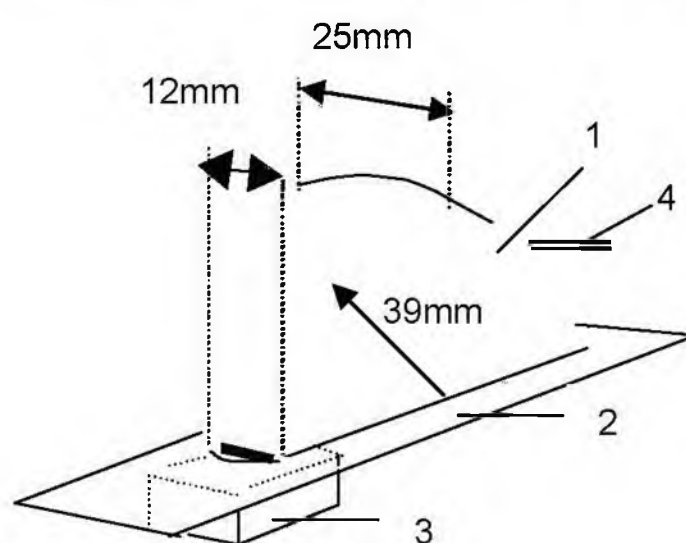


Рис. 1/ Fig. 1

Взаимодействие СВЧ поля с жидкостями осуществлялось в тефлоновом капилляре 4 с внутренним диаметром $d \approx 1$ мм. Капилляр через отверстие помещался в области максимума поля (рис. 1), для чего методом малой возмущающей неоднородности определялось его положение на сферической поверхности резонатора.

Объем помещаемой в капилляр жидкости составлял 0,08 мл. Выходное отверстие диодного модуля, согласованное с ДР, ориентировалось таким образом, что в последнем возбуждались Е-колебания.

Оценка возмущения полей колебаний жидкостями осуществлялась посредством измерения таких характеристик как частота f и относительный (по сравнению с воздушным заполнением капилляра) коэффициент ослабления A сигнала на частоте генерации. Изменение частоты генерации и относительного коэффициента ослабления сигнала позволяют оценить действительную и мнимую части диэлектрической проницаемости жидкости, соответственно. Изменение частоты генерации регистрировалось с точностью до 0,5 МГц, ослабления сигнала – до 0,2 дБ.

Изначально, в резонансной системе с воздушным заполнением капилляра, путем механической подстройки диода Ганна в модуле достигалась максимальная мощность генерации. Последовательно заполняя капилляр исследуемыми жидкостями, были получены данные об изменении частоты Δf генерации и ослаблении A сигнала, которые графически отображены на рис. 2 в виде сплошных линий (1-керосин, 2-этиловый спирт, 3-ацетон, 4-30% раствор ацетона в воде, 5-10% раствор ацетона, 6-дистиллированная вода). Для сравнения на рис. 2 пунктирами приведены характеристики генерации в полудисковом ДР, полученные ранее [1].

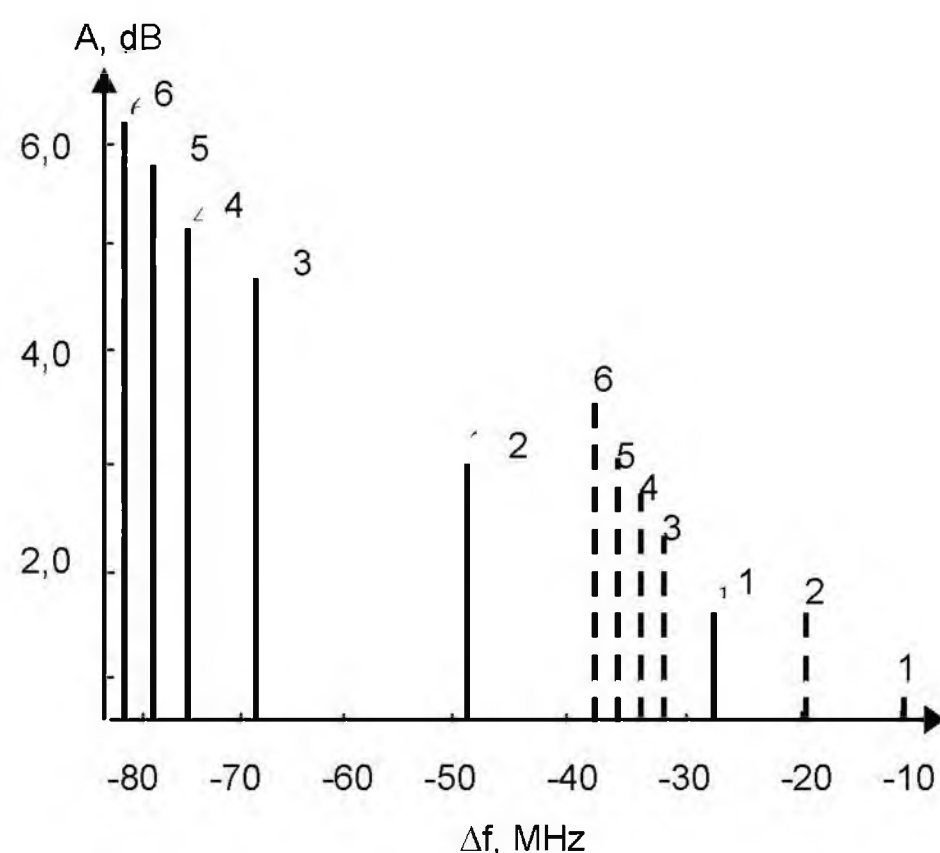


Рис. 2/ Fig. 2

Из результатов измерений видно, что исследуемые жидкости действуют на поля колебаний как поглотители – со сдвигом частоты в низкочастотную область.

GUNN OSCILLATOR ON THE BASE OF BARREL-SHAPED DIELECTRIC RESONATOR FOR THE MEASUREMENT OF LIQUIDS' DIELECTRIC PROPERTIES

Kirichenko A. Ya., Kogut A. E., Kutuzov V. V.
Usikov Institute for Radiophysics and Electronics
National Academy of Sciences of Ukraine
12, Acad. Proskura Str., Kharkov - 61085, Ukraine
phone: (057) 7448593
e-mail: kogut@ire.kharkov.ua

Abstract – It is shown that the high Q-factor value of a dielectric resonator as the dielectrometer base causes the high sensitivity of the measurement of liquid dielectric properties.

I. Introduction

We proposed the using of the semidisk dielectric resonator (DR) with whispering gallery modes as the base element of millimeter wave dielectrometer for the determination of dielectric properties of liquids with high electromagnetic energy losses earlier [1]. However such base element of dielectrometer has not satisfied sensitivity of liquids measurements. Therefore we propose the application of DR with higher Q-factor than the semidisk DR in order to improve the sensitivity of liquids measurements. The single azimuthal mode barrel-shaped DR, as the share of dielectric hemisphere is one variety of such high Q-factor DR [2].

II. Main Part

The Gunn oscillator based on barrel-shaped DR with whispering gallery modes that is used for the investigation of dielectric properties of liquids is shown in fig. 1. Liquids are placed into the capillary 4 in fig. 1. Capillary is placed in the region of the maximum of resonant field intensity inside barrel-shaped DR (1 in fig.2). The excitation of whispering gallery modes in DR is carried out by Gunn diode in module 3 on plane metal mirror 2. In experiment such generation characteristics as the frequency and attenuation of output signal was measured. Their variation (Δf , A) allows estimating the perturbation of the oscillation field by certain liquid and to determinate the real and imaginary part of its permittivity hereinafter. Such liquids as kerosene, alcohol, pure water, acetone and its solutions (10%, 30%) in pure water were investigated in barrel-shaped DR (solid lines in fig.2). For comparison the results of liquids investigations that are obtained earlier in semidisk DR [1] is shown in fig.2 by dotted lines. From obtained results it is visible, that the investigated liquids influence the fields of oscillations as absorbents - with frequency shift in low frequency range. The difference in a frequency variation of generation and values of a range-attenuation factor allow not only to reveal discriminating peculiarities of liquids, but also to estimate their action on the generation characteristics. So it is visible, that from investigated liquids the greatest attenuation of an output signal of the generator is watched at arrangement in a capillary tube of a pure water, and least - kerosene, that is compounded with known values of an imaginary part of their permittivity, as well as of remaining liquid mediums. The decreasing of generation frequency at series transition of liquids from kerosene to a pure water also is well compounded with available representations about real part of their permittivity. The using of the high Q-factor barrel-shaped DR allows improving the sensitivity of the measurement of liquid dielectric properties in the cause of more variations of generation characteristics.

III. Conclusion

Thus, the new design of base element of mm wave dielectrometer such as high Q-factor barrel-shaped DR is demonstrated in this paper. This resonator allows improving the measurements and classification of a broad class of liquids, including having high value of loss tangent.

These results are obtained within the framework of design of Project №2051 STCU.

Различия в изменении частоты генерации и значений коэффициента ослабления сигнала позволяют не только выявить различительные особенности жидкостей, но и оценить величину их воздействия на характеристики генерации. Так видно, что из исследуемых жидкостей наибольшее ослабление выходного сигнала генератора наблюдается при размещении в капилляре дистиллированной воды, а наименьшее – керосина, что согласуется с известными значениями мнимой части их диэлектрической проницаемости, также как и остальных жидких сред. Понижение частоты генерации при последовательном переходе жидкостей от керосина к дистиллированной воде также хорошо согласуется с имеющимися представлениями о величине действительной части их диэлектрической проницаемости.

Использование бочкообразного диэлектрического резонатора позволяет улучшить разрешающую способность измерений, поскольку достигаются большие различия в значениях коэффициента ослабления выходного сигнала и изменении частоты генерации при заполнении капилляра различными жидкостями, чем при использовании полудискового диэлектрического резонатора. В данном случае большая запасаемая энергия электромагнитного поля в бочкообразном резонаторе, определяющая большую собственную добротность колебаний данного резонатора, позволяют создавать поля с большей интенсивностью в области расположения исследуемой жидкости. В связи с этим отклик на возмущение резонансного поля бочкообразного диэлектрического резонатора больший, чем в менее добротном полудисковом диэлектрическом резонаторе. Таким образом, прослеживается связь между собственной добротностью колебаний резонатора и разрешающей способностью измерения диэлектрических свойств жидкостей.

III. Заключение

Таким образом, представленная в работе новая конструкция измерительной ячейки диэлектromетра миллиметровых волн на основе бочкообразного ДР, позволяет осуществить в 8-мм диапазоне длин волн классификацию широкого класса жидкостей, в том числе обладающих высоким значением тангенса угла потерь. Показано, что по сравнению с полудисковым ДР большая добротность бочкообразного резонатора определяет лучшую разрешающую способность измерений и чувствительность метода измерений диэлектрических свойств жидкостей.

Результаты работы получены в рамках выполнения Проекта №2051 НТЦУ.

IV. Список литературы

- [1] *Кириченко А. Я., Когут А.* Автодинный метод исследования диэлектрических свойств жидкостей в 8-мм диапазоне длин волн // 14-ая Международ. Крымская конф. КрыМиКо-2004 Севастополь. 2004. Тр. конф., с. 646-647.
- [2] *Когут А. Е., Кутузов В. В., Филипов Ю. Ф., Харьковский С. Н.* Колебания типа шепчущей галереи в квазиоптическом полусферическом диэлектрическом резонаторе // Изв. ВУЗов. Радиоэлектроника. 1997. Т. 40, № 1.

ЧИСЛЕННАЯ МОДЕЛЬ ЭФФЕКТИВНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ДИСПЕРСНЫХ СРЕД НА СВЧ

Гордиенко Ю. Е., Хаммуд Ф. М., Герасимов В. П.
Харьковский национальный университет радиотехники
61166, Харьков, пр. Ленина 14, каф. МЭПУ, тел. (0572) 7021362,
E-mail: meru@kture.kharkov.ua

Аннотация – Обосновывается численно-аналитический алгоритм исследования эффективной комплексной диэлектрической проницаемости мелкодисперсных сред в СВЧ диапазоне на базе строгих электродинамических соотношений. Описываются условия моделирования и постановки практических измерений, при которых обе составляющие комплексной диэлектрической проницаемости структурно неоднородных объектов имеют слабый вклад нелокальной части взаимодействия.

I. Введение

Адекватное моделирование зависимости эффективной диэлектрической проницаемости (ЭДП) на СВЧ дисперсных сред от состава и параметров компонент является весьма актуальной задачей в связи с разработкой СВЧ средств их диагностики. В самой диагностике существуют прямые и обратные задачи, поэтому экспериментальная градуировка таких средств имеет весьма ограниченные возможности. Необходима универсальная и компактная модель, обеспечивающая широкие исследования и точные количественные оценки. Существующие разработки [1], в том числе основанные на теории рассеяния [2], не удовлетворяют таким требованиям. В особенности проблематичной задача становится при необходимости моделирования сред с учетом СВЧ потерь.

II. Основная часть

В докладе освещается новый подход, основанный на одномодовом приближении моделирования СВЧ объемных резонаторов с микрослоистым заполнением [3]. Такое моделирование оказывается достаточно строгим для резонаторов волноводного типа (цилиндрических или прямоугольных) при распределении слоистости вдоль одной из координат и полном заполнении поперечного сечения каждым слоем.

Характеристическое уравнение такой резонансной системы, позволяющее оценивать зависимость действительной и мнимой частей резонансной частоты для заданного вида колебаний от параметров микрослоистого заполнения, имеет следующий вид

$$\text{th}\gamma_1 z_1 = -Y_{1,2} \frac{\text{th}\gamma_2 h_2 + Y_{2,3} \frac{\text{th}\gamma_3 h_3 + Y_{3,4} \frac{\text{th}\gamma_4 h_4 + \dots}{1+\dots}}{1+Y_{3,4} \text{th}\gamma_3 h_3} \frac{\text{th}\gamma_4 h_4 + \dots}{1+\dots}}{1+Y_{2,3} \text{th}\gamma_2 h_2 \frac{\text{th}\gamma_3 h_3 + Y_{3,4} \frac{\text{th}\gamma_4 h_4 + \dots}{1+\dots}}{1+Y_{3,4} \text{th}\gamma_3 h_3} \frac{\text{th}\gamma_4 h_4 + \dots}{1+\dots}}, \quad (1)$$

где $Y_{i,i+1} = \tilde{\epsilon}_i \gamma_{i+1} / (\tilde{\epsilon}_{i+1} \gamma_i)$ для РИП E-типа; $Y_{i,i+1} = \gamma_i / \gamma_{i+1}$ для РИП H-типа; $\tilde{\epsilon}_i = \epsilon'_i - j\epsilon''_i$; $\epsilon''_i / \epsilon'_i = \text{tg}\delta_i$;
 $\gamma_i = \omega_0 \sqrt{\epsilon_0 \mu_0 [\tilde{\epsilon}_i - (\omega_{кр} / \omega_0)^2]}$.

Суть предлагаемого подхода заключается в нахождении эффективного значения диэлектрической проницаемости микрослоистого объема через экви-

валентное изменение резонансной частоты, вызываемое внесением в поле рассматриваемого резонатора однородной, равной по объему среды. При этом устанавливаемое значение ЭДП находится из следующего уравнения

$$\text{th}\gamma_1 z_1 = -\frac{\gamma_{эфф} \epsilon_1}{\gamma_1 \epsilon_{эфф}} \text{th}\gamma_{эфф} h_{\Sigma}, \quad (2)$$

где $\gamma_{эфф} = \omega_0 \sqrt{\epsilon_0 \mu_0 [\tilde{\epsilon}_{эфф} - (\omega_{кр} / \omega_0)^2]}$;

$\tilde{\epsilon}_{эфф} = \epsilon'_{эфф} - j\epsilon''_{эфф}$; ω_0 - значение комплексной резонансной частоты, характеризующее в соответствии с уравнением (1) резонанс при введении в резонатор исследуемой микрослоистой среды; z_1 - толщина воздушной части резонатора не заполненной образцом; h_{Σ} - толщина образца.

Возможность поставить в соответствие найденные таким образом значения ЭДП с ЭДП реальной дисперсной среды нуждается в дополнительном обосновании. По-видимому, чтобы такое соответствие можно было предположить в первую очередь следует выполнить условия соответствия средних размеров компонентов и их диэлектрических параметров средним значениям толщины слоев с соответствующими диэлектрическими параметрами. Очевидно, что это не вызывает принципиальных трудностей.

Невыполненным по соответствию остается фактически одномерность модели в отличие от трехмерности реального объекта. Предположим, что для реализации трехмерности модели достаточно взять при микрослоистом объеме трехмерность электрической составляющей поля.

На рис. 1 и 2 представлены результаты численных оценок $\epsilon_{эфф}$ и $\text{tg}\delta_{эфф}$ двухкомпонентной среды с некоторой вариацией их параметров в зависимости от количества двухкомпонентных ячеек N для цилиндрического резонатора с E₀₁₁ и H₀₁₁ видом колебаний, соответственно. Резонансная частота резонатора без образца составляла $f_0 = 10^{10}$ Гц. Параметром в представленных зависимостях является отношение h_1/h_2 (1 - $h_1/h_2 = 4$; 2 - $h_1/h_2 = 1$; 3 - $h_1/h_2 = 0,25$; 4 - $h_1/h_2 = 1/99$).

Так как при H₀₁₁ виде колебаний электрическая составляющая СВЧ поля является также одномерной для микрослоистого заполнения, в отличие от E₀₁₁ вида колебаний, то и результаты получились существенно различны.

Небыстрое насыщение $\epsilon_{эфф}$ и $\text{tg}\delta_{эфф}$ в зависимости от N хорошо отражает физический смысл нелокального взаимодействия СВЧ поля с дисперсной средой.

Для установления адекватности формулируемой таким образом модели, были проведены численные оценки влагосодержания в трехкомпонентной дисперсной среде - порошок увлажненного полистирола различного сжатия.

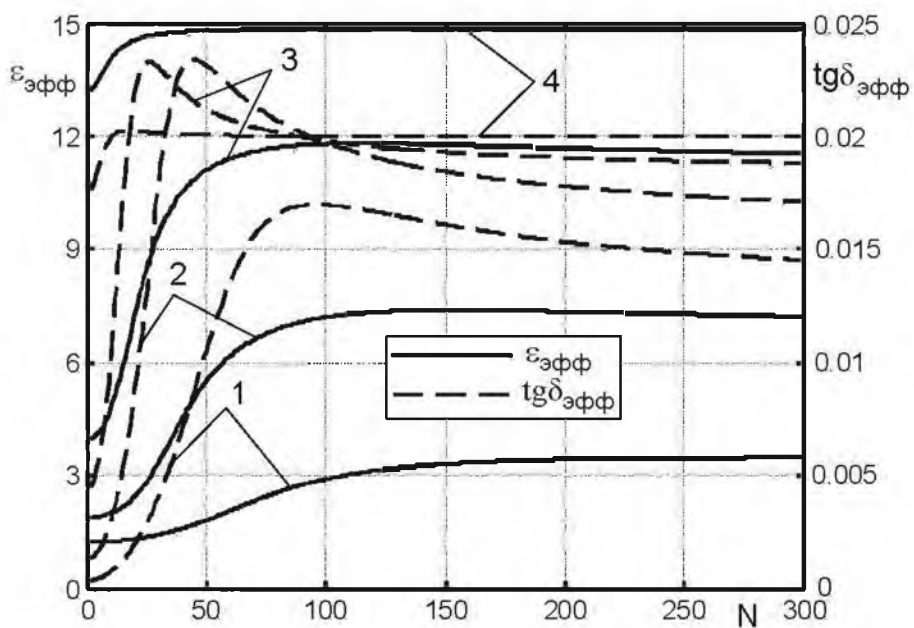


Рис. 1. Зависимость изменения $\epsilon_{эфф}$ и $tg\delta_{эфф}$ от количества ячеек N для РИП E_{011} -типа.

Fig. 1. Dependence of $\epsilon_{эфф}$ and $tg\delta_{эфф}$ change on the number of cells N for E_{011}

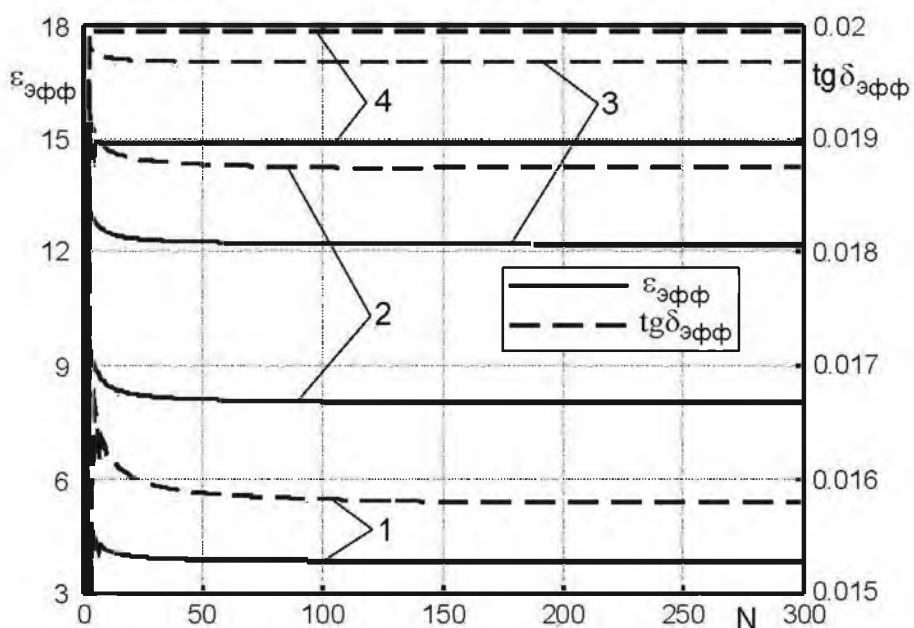


Рис. 2. Зависимость изменения $\epsilon_{эфф}$ и $tg\delta_{эфф}$ от количества ячеек N для РИП H_{011} -типа.

Fig. 2. Dependence of $\epsilon_{эфф}$ and $tg\delta_{эфф}$ change on the number of cells N for H_{011}

На рис. 3 приведены зависимости расчетных и измеренных значений $\epsilon_{эфф}$ и $tg\delta_{эфф}$ от влагосодержания $w = h_{воды}/(h_{воды}+h_{возд}+h_{полист}) = V_{воды}/V_{обр}$ и $p = V_{возд}/V_{обр}$.

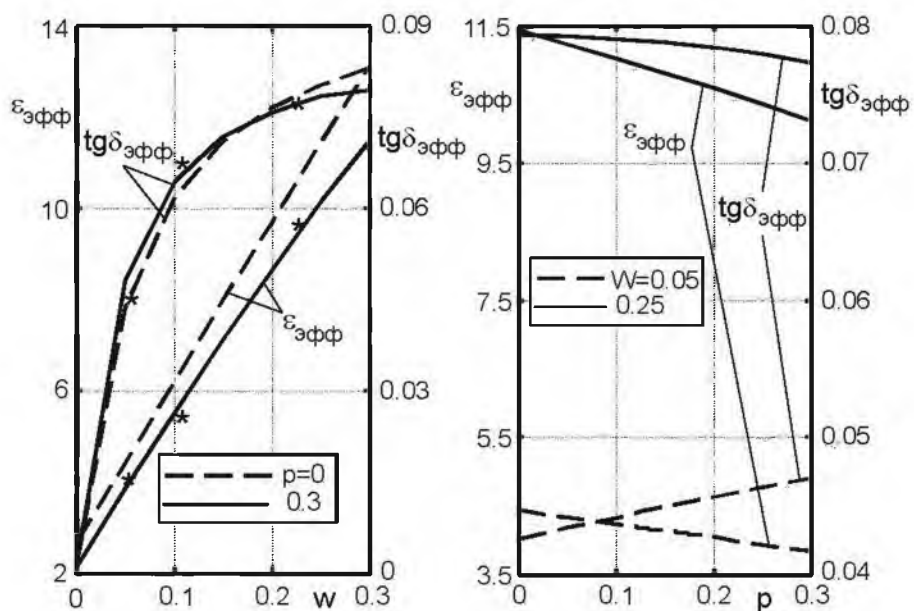


Рис. 3. Зависимость изменения $\epsilon_{эфф}$ и $tg\delta_{эфф}$ от параметров w и p .

Fig. 3. Dependence of $\epsilon_{эфф}$ and $tg\delta_{эфф}$ change on w and p parameters

В эксперименте w и p изменялись путем высушивания пробы и изменения её объема сжатием, соответственно.

Расположение экспериментальных точек на теоретических зависимостях показывает, что в пределах точности измерения $\epsilon_{эфф}$ и $tg\delta_{эфф}$ совпадения достаточно хорошие.

III. Заключение

Нетрудно видеть, что такой подход не предполагает трудностей моделирования многокомпонентных сред, а также сред с наноразмерным включением при широком диапазоне вариации электрических параметров компонент.

IV. Список литературы

1. Бензарь В. К. Техника СВЧ влагометрии. Минск: Высшая школа, 1974. 349 с.
2. Боярский Д.А., Тихонов В.В. Модель эффективной диэлектрической проницаемости влажных и мерзлых почв в СВЧ диапазоне // Радиотехника и электроника, 1995, № 6, с. 914-917.
3. Гордиенко Ю.Е. Резонаторные измерительные преобразователи в диагностике микрослоистых структур // Радиотехника, 1996, Вып. 100, с. 253-260

NUMERICAL MODEL OF EFFECTIVE DIELECTRIC PERMEABILITY OF DISPERSE ENVIRONMENTS ON THE MICROWAVE

Gordyenko Yu. Ye., Hammoud F. M., Gerasimov V. P.
 Kharkov National University of Radio Electronics
 (ME Department, 14, Lenin Ave., Kharkov, 61166
 Tel.: (057) 702-13-62
 E-mail: mepu@kture.kharkov.ua

Abstract – Grounded in this paper is numerical-analytical algorithm for research of efficient complex dielectric permeability of fine-dispersed environments in microwave band on the basis of strict electrodynamic proportions. Conditions of modeling and posing of practical measurements at which both components of complex dielectric permeability of structurally non-uniform objects have weak contribution of non-local part of interaction are described.

РАСЧЕТ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЙ МОДЕЛИ СИСТЕМЫ САМОНАСТРОЙКИ МАЛОПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ РТС ФОКУСИРОВКИ СВЧ ЭНЕРГИИ

Баженов Г. А., Лущицкий В. В.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, Минск 220027, Беларусь
Тел. (375-17) 239-89-83, e-mail: lrinushka@tut.by

Аннотация - Малопараметрическая РТС фокусировки СВЧ энергии – это новый динамично развивающийся класс радиотехнических систем, способных решать задачи радиолокации в ближней зоне (зоне Френеля). В данной статье представлен результат расчета передаточных функций модели системы самонастройки малопараметрической РТС фокусировки СВЧ энергии.

I. Введение

Современный этап развития техники характеризуется широким внедрением достижений теории и практики в области радиоэлектроники, радиотехнических систем и освоением новых технологий при решении задач современной радиолокации, радионавигации, радиоуправления и адаптации в дальней зоне – зоне Фраунгофера.

Ведущиеся исследования в области антенн с большой апертурой, адаптивных РТС совместно с планируемыми энергетически активными приборами и преобразователями позволяет значительно расширить возможности РТС в сантиметровом и миллиметровом диапазоне. В связи с этим появится ряд новых приложений РТС, связанных с реализацией их возможностей работы в ближней зоне (зоне Френеля), используя принципы малопараметрической фокусировки СВЧ энергии, с помощью управляемых фазированных антенных систем. Поэтому проблема фокусировки СВЧ энергии давно привлекала внимание специалистов и ученых в связи с неограниченными возможностями использования фокусировки СВЧ энергии. Под фокусировкой СВЧ энергии подразумевается пространственно – временное когерентное сложение либо принятых колебаний со всего раскрыва ФАР, либо излученных колебаний той же антенной системой.

II. Расчет передаточных функций

Будем считать, что исследуемая система [1] является линейной стационарной системой. Тогда для нее справедливо методика нахождения ошибок управления, которая использует так называемые передаточные функции, описывающие работу следящей системы.

Из рассмотрения данной схемы вытекает выражение для ошибки слежения:

$$\ell(t) = X(t) - Y(t) \quad (1)$$

На основании принципа суперпозиции положим возмущающее параметрическое воздействие $(1+a(t))$ равным нулю, тогда выходной процесс $y(t)$ рассматриваемой системы определяется соотношением:

$$y(t) = K(p)((\ell(t) + \psi(t))K_{\delta} + V(t)), \quad (2)$$

где $K(p)$ определяется выражением, в котором

$$K_{uc} = K_y K_{\phi\phi} K_{uc}.$$

Подставляя (1) в (2), получим:

$$y(t) = K(p)((X(t) - Y(t) + \psi(t))K_{\delta} + V(t))$$

Отсюда следует:

$$y(t) = \frac{K(p)K_{\delta}}{1 + K(p)K_{\delta}} X(t) + \frac{K(p)K_{\delta}}{1 + K(p)K_{\delta}} \psi(t) + \frac{K(p)K_{\delta}}{1 + K(p)K_{\delta}} V(t) = K_{XY} X(t) + K_{\psi Y} \psi(t) + K_{VY} V(t),$$

где $K_{XY} = K(p)K_{\delta}/(1 + K(p)K_{\delta})$ – операторный коэффициент передачи замкнутой системы;

$K_{\psi Y}$ – операторный коэффициент передачи от возмущающего воздействия ψ и управляемой величины y ;

K_{VY} – операторный коэффициент передачи от возмущающего воздействия $V(t)$ и управляемой величины $Y(t)$.

Подставив (2) в (1) и перегруппировав слагаемые, получим следующее уравнение:

$$\ell(t) = \frac{1}{1 + K(p)K_{\delta}} X(t) - \frac{1}{1 + K(p)K_{\delta}} \psi(t) - \frac{1}{1 + K(p)K_{\delta}} V(t) = K_{X\ell} X(t) + K_{\psi\ell} \psi(t) + K_{V\ell} V(t),$$

где $K_{X\ell}(p) = 1/(1 + K(p)K_{\delta})$ – передаточная функция ошибки по задающему воздействию;

$K_{\psi\ell}(p) = -K(p)K_{\delta}/(1 + K(p)K_{\delta})$ – передаточная функция ошибки по возмущающему воздействию $\psi(t)$;

$K_{V\ell}(p) = -K(p)/(1 + K(p)K_{\delta})$ – передаточная функция ошибки по возмущающему воздействию $V(t)$.

Как известно, выходной процесс линейной системы состоит из суммы двух слагаемых $y(t) = y_x(t) + y_n(t)$, где $y_x(t)$ – вынужденный процесс, определяемый задающим воздействием; $y_n(t)$ – переходный процесс, зависящий от начальных условий. Для простоты анализа в приведенном соотношении не учитываются составляющие, обусловленные возмущающими воздействиями. В устойчивой следящей системе переходный процесс с течением времени стремится к нулю, а вынужденный близок к задающему воздействию $x(t)$, исходя из целевого назначения системы, причем $y(x)$ начинается с начального значения $y_n(t)$, а $y_x(t)$ – с нулевого значения. Вообще можно выделить два режима работы системы: а) при малых интервалах времени после момента начала управления и б) при больших. Эти режимы отличаются характером процессов и величиной ошибки управления.

Для начального интервала времени режим называется переходным. В этом режиме вынужденный процесс изменяется от нулевого значения до близкого к задающему $x(t)$, а переходный процесс – от начального значения до нуля. В переходном режиме ошибки управления особенно велики. Границу переходного режима t_n – обычно связывают с моментом практического окончания переходного процесса, когда $y_n(t_n) \ll y(0)$.

После окончания переходного режима наступает установившийся режим, когда на выходе практически имеется только вынужденная составляющая $u_x(t)$, близкая к $x(t)$. В установившемся режиме величина ошибки управления значительно меньше. В процессе анализа будем стремиться выбрать параметры системы так, чтобы снизить до допустимого уровня ошибки установившегося режима и при этом обеспечить минимальную длительность и ошибки переходного режима [2].

III. Список литературы

1. Баженов Г. А., Луцицкий В. В. Математическая модель системы самонастройки малопараметрической РТС фокусировки СВЧ энергии. / Материалы VII-Международной НТК "Современные средства связи" Специальный выпуск журнала "Известия Белорусской инженерной академии", №2(14)/1 2002, с.84.
2. Луцицкий В. В., Охрименко А. Е., Пышинская В. Н., Ходасевич О.Р. Синтез дискриминаторов наклона и кривизны волнового фронта РТС – фокусировки СВЧ – энергии // Республиканский межведомственный сборник научных статей. Радиотехника и электроника. - Минск, Выш. Школа, выпуск №22, 1994-с.133-145.

CALCULATION OF TRANSFER FUNCTIONS FOR A MODEL OF SELF-ADJUSTING SYSTEM IN A LOW-PARAMETRIC SHF-FOCUSING RTS

Bazhenov G. A., Lushchytski V. V.
 Byelarusian State University
 of Informatics and Radio Electronics
 6 P. Brovka St., Minsk, Byelarus, 220027
 Phone: +375 (17) 239-84-98
 E-mail: lrinushka@tut.by

Abstract – A low-parametric SHF-focusing radiotechnical system is a new dynamically developing class of radio engineering systems capable of addressing problems of near-field radars (Fresnel zone). This paper presents the results of calculating transfer functions for a model of self-adjusting system in a low-parametric SHF-focusing RTS.

I. Introduction

Current research in the area of large-aperture antennas and adaptive RTSs together with prospective energy-active devices and converters offers considerable expansion of RTS potential in cm and mm ranges.

II. Calculation of Transfer Functions

The system under discussion [1] will be considered to be a linear stationary system. A technique of finding management errors employing the so-called transfer functions that describe the operation of a tracking system would hold good for such system.

Analysis of this arrangement would provide the following expression for tracking error:

$$\ell(t) = X(t) - Y(t) \quad (1)$$

On the basis of superposition principle let the perturbation parametric action $(1+a(t))$ be equal to zero, in which case the output process $y(t)$ of the system under review would be defined by the following relation:

$$y(t) = K(p)((\ell(t) + \psi(t))K_{\partial} + V(t)), \quad (2)$$

By substituting (1) into (2) we obtain

$$y(t) = K(p)((X(t) - Y(t) + \psi(t))K_{\partial} + V(t))$$

Having substituted (2) in (1) and having rearranged the items, we obtain the following equation:

$$\begin{aligned} \ell(t) &= \frac{1}{1 + K(p)K_{\partial}} X(t) - \frac{1}{1 + K(p)K_{\partial}} \psi(t) - \\ &- \frac{1}{1 + K(p)K_{\partial}} V(t) = \\ &= K_{X\ell} X(t) + K_{\psi\ell} \psi(t) + K_{V\ell} V(t), \end{aligned}$$

where $K_{X\ell}(p) = 1/(1 + K(p)K_{\partial})$ is an error transfer function by master action;

$K_{\psi\ell}(p) = -K(p)K_{\partial}/(1 + K(p)K_{\partial})$ – error transfer function by perturbation action $\psi(t)$;

$K_{V\ell}(p) = -K(p)/(1 + K(p)K_{\partial})$ – error transfer function by perturbation action $V(t)$.

АНАЛИЗ КАЧЕСТВА ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА СИСТЕМЫ САМОНАСТРОЙКИ МАЛОПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ РТС ФОКУСИРОВКИ СВЧ ЭНЕРГИИ

Баженов Г. А., Лущицкий В. В.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П.Бровки, 6, Минск 220027, Беларусь
Тел. (375-17) 239-89-83, e-mail: Irinushka@tut.by

Аннотация – Малопараметрическая РТС фокусировки СВЧ энергии - это новый класс радиотехнических систем, способных решать задачи радиолокации в ближней зоне (зоне Френеля). В данной статье представлены результаты анализа качества переходного процесса системы самонастройки, малопараметрической РТС фокусировки СВЧ энергии.

I. Введение

Переходный процесс занимает промежуточное значение между окончанием этапа поиска и слежением в установившемся режиме. Причиной его появления является то, что система обладает инерционностью, и должна некоторое время приспособиться к тем факторам, которые на нее воздействуют [1]. Максимальная ошибка переходного процесса, вызванного каким-либо воздействием, соответствует значению ошибки в момент остановки поиска, а минимальная соответствует – ошибке установившегося процесса слежения [2].

II. Анализ качества переходного процесса

В зависимости от характера собственных колебаний системы, переходный процесс в ней может быть колебательным или апериодическим (рис. 1).

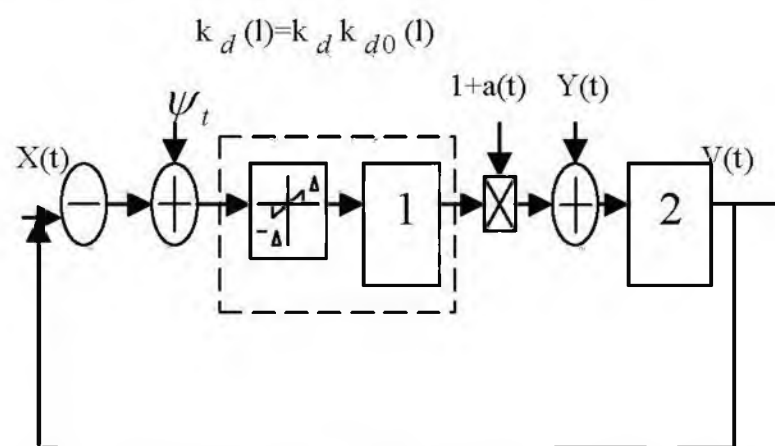


Рис. 1. Математическая модель системы самонастройки РТС фокусировки СВЧ – энергии (где 1 - K_d , 2 - $K(p)$).

Fig. 1. Mathematical model of a self-adjustment system in a SHF-focusing RTS (where 1 is K_d , 2 - $K(p)$).

В данном случае оценка качества переходного процесса производится по длительности его протекания t_n и с помощью интегрального квадратичного критерия используется выражение вида:

$$Q = \int_0^{\infty} (k(t) - ky)^2 dt = \int_0^{\infty} \ell_n^2(t) dt \quad (1)$$

где $k(t)$ - переходная характеристика – реакция системы на скачкообразную функцию;

ky – установившееся значение переходной характеристики;

$\ell_n(t)$ – ошибка переходного режима.

Первоначально определим длительность переходного процесса, которая является важным параметром следящей системы, позволяющим оценить ее быстродействие. Передаточная функция ошибки по задающему воздействию:

$$K_{xl}(p) = \frac{1}{1 + K_d K(p)} = \frac{(1 + pT)}{K_d K_{uc} + p(1 + pT)}$$

Это позволяет найти изображение по Лапласу для динамической ошибки вида:

$$\ell_x(p) = x(p) K_{xl}(p)$$

Поскольку свойства линейной системы не зависят от входных воздействий, длительность переходного процесса удобно определять при скачкообразном изменении задающего воздействия $x(t) = x_0 \ell(t)$, где x_0 – амплитуда скачка, а $\ell(t)$ называется единичной функцией, имеющее аналитическое представление в виде:

$$\ell(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } t \geq 0, \\ 0 & \text{при } t < 0, \end{cases}$$

Изображение по Лапласу скачкообразной функции $x_0 \ell(t)$, равно $x(p) = x_0/p$. Поэтому для переходной характеристики можно записать полученное выражение для оценки ошибки:

$$\ell_x(p) = (x_0/p) K_{xl}(p)$$

Обычно с течением времени при $t \rightarrow \infty$ величина ошибки $\ell_x(t)$ стремится к установившемуся значению $\ell_{уст}$, которое можно определить следующим образом:

$$\ell_{уст} = \lim_{p \rightarrow 0} p \ell_x(p) = \lim_{p \rightarrow 0} x_0 K_{xl}(p) = 0$$

Значение длительности переходного процесса определяется по формуле.

$$t_n = \frac{2}{(x_0 - \ell_{уст})^2} J \left(\frac{x_0 K_{xl} - \ell_{уст}}{p} \right),$$

где подынтегральная функция представляется в виде отношения полиномов:

$$\frac{x_0 K_{xl} - \ell_{уст}}{p} = x_0 \frac{1 + pT}{K_d K_{uc} + p + p^2 T} = \frac{a_0 + a_1 p}{\beta_0 + \beta_1 p + \beta_2 p^2};$$

$$a_0 = x_0; a_1 = x_0 T; \beta_0 = K_d K_{uc}; \beta_1 = 1; \beta_2 = T;$$

Воспользовавшись выражением для табулированного интеграла Парсевала второго порядка, получим выражение для определения длительности переходного процесса:

$$t_n = \frac{2}{x_0^2} \frac{x_0^2 T^2 K_d K_{uc} + x_0 T}{2 K_d K_{uc} T} = \frac{K_d K_{uc} T + 1}{K_d K_{uc}} \quad (3.36)$$

Таким образом, нахождение интегрального квадратичного критерия качества переходного режима (1) сводится к вычислению интеграла Парсевала $Q = J(\ell_n(p))$, в котором $\ell_n(p) = \ell_x(p) - \ell_{уст}$ – ошибка пере-

ходного режима Парсеваля, и по аналогии с предыдущим случаем для воздействия в виде единичной функции получим:

$$Q = \frac{T^2 K_\delta K_{уч} + T}{2K_\delta K_{уч} T} = \frac{K_\delta K_{уч} T + 1}{2K_\delta K_{уч}} \quad (2)$$

III. Список литературы

- [1] Охрименко А. Е., Луцицкий В. В., Пышинская В. И., Ходасевич О. Р. Адаптивная малопараметрическая фокусировка СВЧ – энергии // Актуальные проблемы фундаментальных наук: Материалы второй международной НТК. – Москва, 1994 – с.102 – 104.
- [2] Лиходиевский А. В., Кучун М. Г., Луцицкий В. В. Алгоритм и программа адаптации для РТС фокусировки СВЧ – энергии // Современные методы обработки сигналов в системах измерения, контроля, диагностики и управления: Материалы НТК. – Минск, 1997 – с.51 – 55.

ANALYSIS OF TRANSIENTS QUALITY FOR A SELF-ADJUSTING SYSTEM IN A LOW-PARAMETRIC SHF-FOCUSING RTS

Bazhenov G. A., Lushchytski V. V.
*Byelarusian State University
of Informatics and Radio Electronics
6 P. Brovka St., Minsk, Byelarus, 220027
Phone: +375 (17) 239-84-98
E-mail: Inushka@tut.by*

Abstract – A low-parametric SHF-focusing radiotechnical system is a new dynamically developing class of radio engineering systems capable of addressing problems of near-field radars (Fresnel zone). This paper presents the results of analyzing transients quality of a self-adjusting system in a low-parametric SHF-focusing RTS.

I. Introduction

Transients occupy intermediate position between the end of a search phase and a steady-state tracking. The reason for their occurrence is that the system has a certain lag and needs some time to adapt to those factors that act upon it [1].

II. Analysis of Transients Quality

Depending on the nature of the system natural oscillations, its transients may be oscillatory or aperiodic (Fig. 1).

In this case the transients quality is assessed by their duration t_n and with an integrated quadratic criterion the following expression is used:

$$Q = \int_0^{\infty} (k(t) - ky)^2 dt = \int_0^{\infty} \ell_n^2(t) dt \quad (1)$$

where $k(t)$ – is a transient characteristic (system response to a jump function);

ky – a steady-state value of the transitive characteristic;

$\ell_n(t)$ – a transient mode error.

First the duration of transients should be defined. This is an important parameter of a tracking system by which the system response is judged. Since properties of a linear system do not depend on input influences, the duration of transients may be conveniently established during jumps in master control. The transients duration is defined according to the following formula:

$$t_n = \frac{2}{(x_0 - \ell_{ycm})^2} J \left(\frac{x_0 K_{x\ell} - \ell_{ycm}}{p} \right)$$

Finding the integrated quadratic criterion for the quality of the transient mode (1) reduces to calculating Parseval integral $Q = J(\ell_n(p))$, where $\ell_n(p) = e_x(p) - \ell_{ycm}$ is a Parseval transient mode error.

ДИСКРИМИНАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОПТИМАЛЬНОГО ДИСКРИМИНАТОРА МАЛОПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ РТС ФОКУСИРОВКИ

Лущицкий В. В.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, Минск 220027, Беларусь
Тел. (375-17) 239-89-83, e-mail: Irinushka@tut.by

Аннотация – Малопараметрическая радиотехническая система (РТС) фокусировки СВЧ энергии - это новый класс радиотехнических систем, способных решать задачи радиолокации в ближней зоне (зоне Френеля). В данной статье представлены результаты анализа работоспособности адаптивной РТС фокусировки СВЧ энергии.

I. Введение

Синтез структуры адаптивной малопараметрической РТС фокусировки СВЧ энергии показывает, что для управления параметрами волнового фронта необходимо участие трех дискриминаторов: двух – по наклону и одного – по кривизне волнового фронта.

II. Анализ дискриминационных характеристик

Как показано в работе [1], сигнал ошибки на выходе оптимального дискриминатора есть производная от квадрата модуля накопленного сигнала по измеряемому параметру [2]. Поэтому соответствующие дискриминационные характеристики дискриминаторов по наклону и кривизне волнового фронта могут быть определены в результате дифференцирования

$$\overline{|S_C|^2} = \frac{2\sigma_c^2 \cdot L_x^2 \cdot L_y^2}{(\Delta)^4} \cdot F_x \cdot F_y \cdot F_z$$

по соответствующим рассогласованиям, которые пропорциональны измеряемым параметрам. Наряду с этим, как известно, для квазиоптимальных дискриминаторов с двумя взаимно расстроенными каналами и вычитанием одновременно справедливо условие

$$D(t, \Delta a) \approx |S(t, a_{изм} + \delta a)|^2 - |S(t, a_{изм} - \delta a)|^2$$

где $\pm \delta a$ - расстройка каналов по измеряемому параметру $a_{изм}$.

Как показано в [1], аналитическое выражения для дискриминационных характеристик по наклону и кривизне волнового фронта имеют вид:

$$\overline{D(t, \Delta \Omega_{x,y})}_{\Delta a=0} \approx -V_0 \cdot \frac{2 \cdot \Delta \Omega_{x,y} \cdot \delta \Omega \cdot L_{x,y}^2}{\pi} \cdot \exp\left(-\frac{\Delta \Omega_{x,y}^2 \cdot L_{x,y}^2}{2\pi}\right) \cdot \exp\left(-\frac{\delta \Omega^2 \cdot L_{x,y}^2}{2\pi}\right),$$

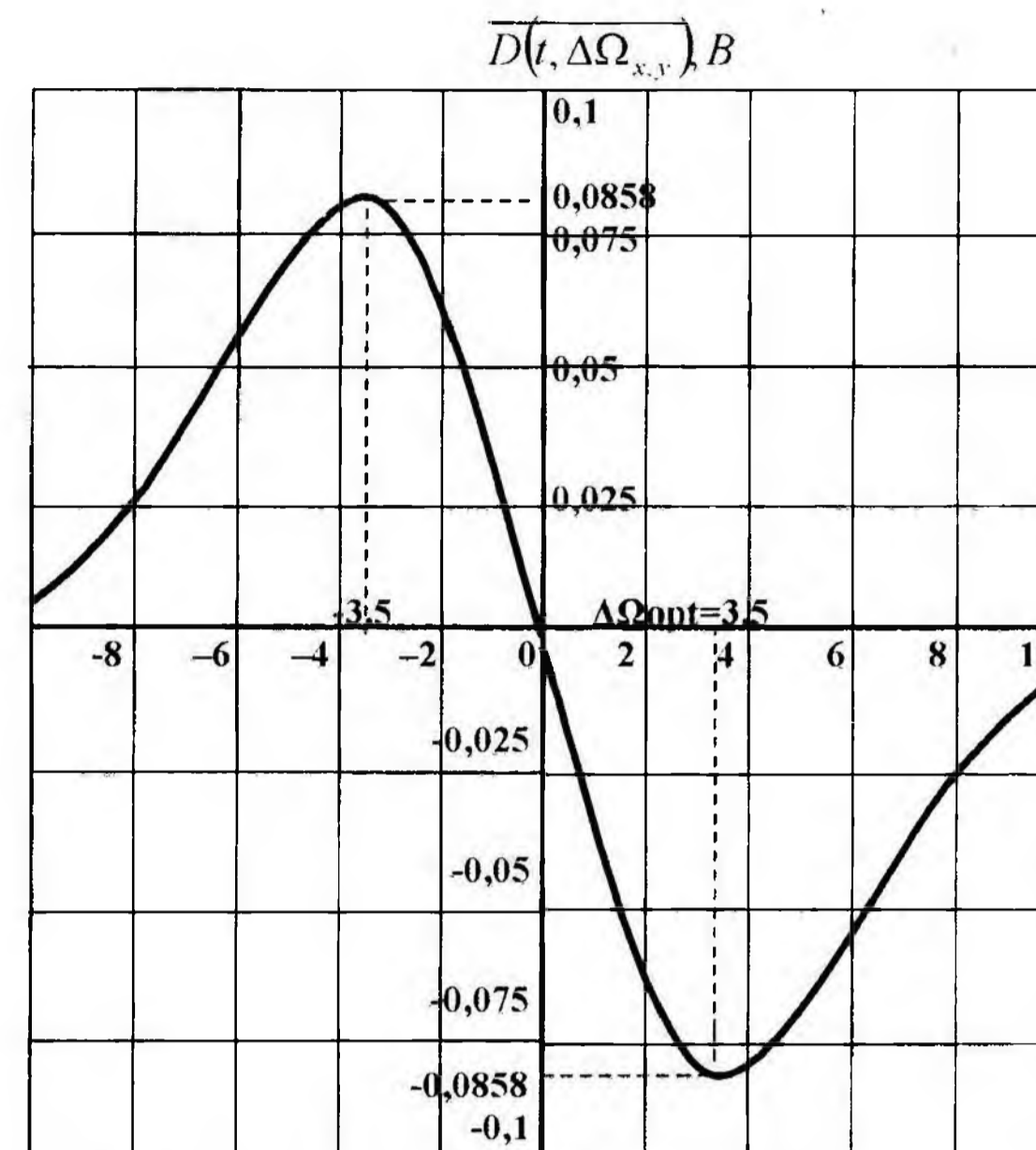
$$\overline{D(t, \Delta a)}_{\substack{\Delta \Omega_{x,y}=0 \\ L_x=L_y=L_a}} \approx -V_0 \cdot \frac{\pi^2}{L_a^4} \cdot \frac{\Delta a \cdot \delta a}{A^2 - \left(\frac{\Delta a \cdot \delta a}{2}\right)^2},$$

где

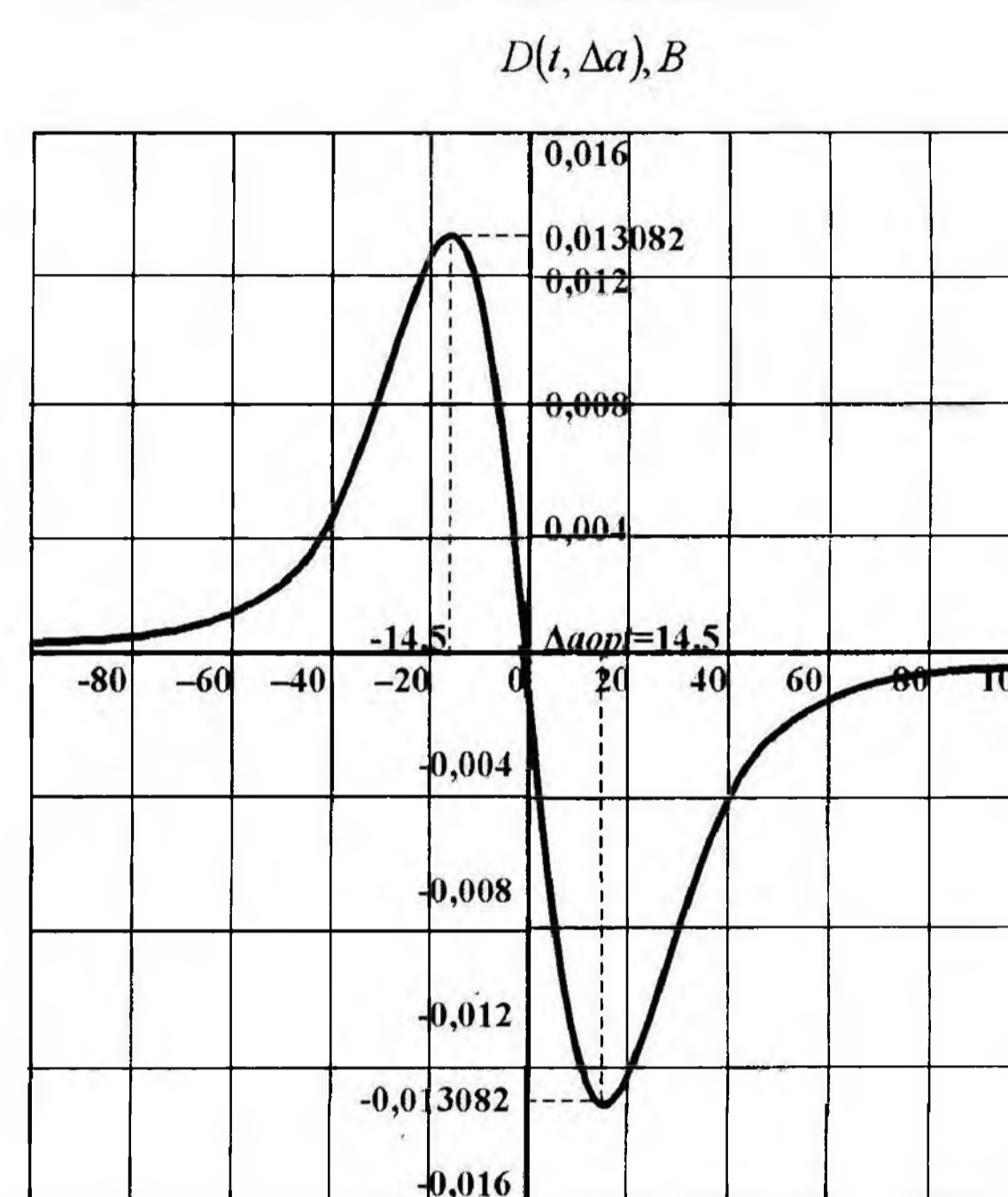
$$A = \left(\frac{\pi}{L_a}\right)^2 + \left(\frac{\Delta a}{2}\right)^2 + \left(\frac{\delta a}{2}\right)^2,$$

$$\delta \Omega_{opt} = \pm 3,54 \text{ [рад/м]},$$

$$\delta a_{opt} = \frac{2\pi}{\sqrt{3} \cdot L_a} = 14,52 \text{ [рад/м}^2\text{]},$$



(a)



(б)

Рис. 1. Дискриминационные характеристики оптимального дискриминатора по наклону (а) и кривизне (б) волнового фронта.

Fig. 1. Discriminatory characteristics of optimal discriminator by the wavefront slopes (a) and curvature (b)

где, соответственно: Δa - рассогласование,

δa - расстройка двух сигналов (опорных) относительно измеренного значения параметра

Однако, наряду с этим результатом, свойственным реальным дискриминационным характеристикам устройств, определенный интерес имеют теоретически возможные характеристики – характеристики оптимального дискриминатора, полученные также аналитическим путем, соответственно по наклону и кривизне волны фронта:

$$\overline{D(t, \Delta \Omega_{x,y})}_{\Delta a=0} \approx -V_0 \cdot \frac{L_{x,y}^2}{\pi} \cdot \Delta \Omega_{x,y} \cdot e^{-\frac{\Delta \Omega_{x,y}^2 \cdot L_{x,y}^2}{2\pi}}$$

где $V_0 = \overline{|S_C|}_{\max}^2 \cdot K_{np}$

$$D_z(t, \Delta a) \frac{\pi^2}{2L_a^4} \cdot \frac{\Delta a}{\left[\left(\frac{\pi}{L_a}\right)^2 + \left(\frac{\Delta a}{2}\right)^2\right]^2}.$$

Их численные значения и вид, представлен на рис. 1(а, б). При этом в расчетах использовались значения $V_0 = 0,5$ (В), $K_{np} = 0,8$ (В/Вт),

$$L_{x,y} = (0,5 \times 0,5) \text{ м}^2 = 0,25 \text{ м}^2.$$

Анализируя результаты вычислений, очевиден факт различия в амплитудных (численных) значениях функций. Тенденция изменения дискриминационных характеристик сохраняется, что подтверждает правильность подхода рассмотрения вопроса и работоспособность подобных РТС.

III. Список литературы

- [1] Луцицкий В. В., Охрименко А. Е., Пышинская В. Н. и др. Синтез дискриминаторов наклона и кривизны волнового фронта РТС-фокусировки СВЧ-энергии // Радиотехника и электроника. – Мн.: Выш. шк., 1994. – Вып. 22. – С.133-145.
- [2] Луцицкий В. В. Анализ дискриминационных характеристик малопараметрической РТС-фокусировки СВЧ-энергии. – Мн.: Выш. шк., 1994. – Вып. 22. – С.145-152.

DISCRIMINATORY CHARACTERISTICS OF AN OPTIMAL DISCRIMINATOR IN A LOW-PARAMETRIC FOCUSING RADIOTECHNICAL SYSTEM

Lushchyski V. V.

Byelarusian State University
of Informatics and Radio Electronics
6 P. Brovka St., Minsk, Byelarus, 220027
Phone: +375 (17) 239-84-98
E-mail: llnushka@tut.by

Abstract – A low-parametric radiotechnical system of microwave power focusing is a new class of radio engineering systems capable of addressing problems of near-field radars (Fresnel zone). In this article the results of analyzing operational capabilities of an adaptive low-parametric radiotechnical system of microwave power focusing are presented.

I. Introduction

A structure synthesis of an adaptive low-parametric radiotechnical system of microwave power focusing shows that three discriminators are required to control wavefront parameters: two – for the slope and one – for the curvature of the wavefront.

II. Analysis of Discriminatory Characteristics

As shown in [1], the error signal at the optimal discriminator output is a derivative from a squared module of the accumulated signal by a measured parameter [2]. Thus the respective discriminatory characteristics of discriminators at the wavefront slopes and curvatures may be defined as a result of a differentiation by respective mismatches that are proportionate to the measured parameters.

However, of certain interest are theoretically attainable characteristics: those of the optimal discriminator that have also been obtained analytically by the wavefront slopes and curvatures respectively:

$$\overline{D(t, \Delta\Omega_{x,y})_{\Delta a=0}} \approx -V_0 \cdot \frac{L_{x,y}^2}{\pi} \cdot \Delta\Omega_{x,y} \cdot e^{-\frac{\Delta\Omega_{x,y}^2 \cdot L_{x,y}^2}{2\pi}}$$

where $V_0 = \overline{S_C}_{\max}^2 \cdot K_{np}$

$$D_z(t, \Delta a) = \frac{\pi^2}{2L_a^4} \cdot \frac{\Delta a}{\left[\left(\frac{\pi}{L_a^2} \right)^2 + \left(\frac{\Delta a}{2} \right)^2 \right]^2}$$

Their numerical values and appearance are shown in Fig. 1 (a, b). The calculations employed the values of $V_0 = 0,5$ (В), $K_{np} = 0,8$ (В/Вт),

$$L_{x,y} = (0,5 \times 0,5) \text{ м}^2 = 0,25 \text{ м}^2.$$

The analysis of calculation results highlights the obvious fact of differences in the amplitude (numerical) function values. The tendency towards variations in discrimination characteristics is maintained, which proves the correctness of the approach to the issue and the operational capability of the above radiotechnical systems.

ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА РАСТВОРОВ ГЛЮКОЗЫ В МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ ВОЛН И ПРОБЛЕМА КОНТРОЛЯ ЕЕ СОДЕРЖАНИЯ В КРОВИ

Мериакри В. В., Чигряй Е. Е., Никитин И. П., Пархоменко М. П.
Институт радиотехники и электроники Российской академии наук (ИРЭ РАН)
Пл. Введенского, 1, Фрязино Моск. Обл. 141190, Россия
Тел. 7(095)7855639-1714, e-mail: meriakri@ms.ire.rssi.ru

Аннотация – Разработан метод неразрушающего измерения диэлектрических свойств сильно поглощающих сред, не требующий измерения фазы отраженной волны. Измерены диэлектрические характеристики растворов глюкозы в воде и физиологическом растворе, а также крови и кожи в миллиметровом (ММ) диапазоне волн. Показана возможность создания прибора для определения содержания глюкозы в крови с помощью ММ волн

I. Введение

Исследование диэлектрических свойств веществ (в том числе жидкостей и жидких растворов) является важной научной и прикладной задачей [1,2]. Эти исследования являются с одной стороны фундаментальными, так как позволяют получить ценную информацию о взаимодействии электромагнитных волн с жидкостями, а с другой стороны прикладными исследованиями, поскольку знание диэлектрических свойств жидкостей открывает возможность создавать методы и приборы для неразрушающего контроля состава этих сред в реальном времени. Одной из таких практических задач является измерения содержания глюкозы в различных жидкостях, в том числе в крови. Важность таких измерений применительно к проблеме диабета очевидна. В настоящей работе приводятся результаты исследования диэлектрических свойств в ММ диапазоне слабых растворов глюкозы в воде и физиологическом растворе, а также диэлектрических свойств крови и кожи. Измерения проводились с помощью разработанного для этой цели неразрушающего метода. Рассмотрена также возможность применения ММ волн для неинвазивного измерения содержания сахара (глюкозы) в водных растворах и крови

II. Основная часть

Разработан неразрушающий (при одностороннем доступе) метод измерения комплексной диэлектрической проницаемости $\varepsilon = \varepsilon' + i\varepsilon''$ сред с большими потерями, не требующий фазовых измерений комплексного коэффициента отражения R . Для определения ε' и ε'' среды надо измерять два параметра отраженной волны. Обычно в неразрушающих методах (см., напр., [3-5]) используют сложный и дорогостоящий векторный анализатор цепей и измеряют модуль $|R|$ и фазу φ го коэффициента отражения $R = |R| e^{i\varphi}$ ($|R|^2$ - коэффициент отражения по мощности). Нами предложено использовать для нахождения ε' и ε'' достаточно простую схему, когда измеряется минимум коэффициента отражения $|R(f)| = |R_{min}(f_{min})|$ и частота f_{min} , соответствующая этому минимуму коэффициента отражения от структуры: согласующая плоско-параллельная пластина с известными параметрами, выполненная из слабо поглощающего диэлектрика—измеряемая среда с большим поглощением (вода, раствор, кровь, кожа).

При изменении диэлектрических свойств среды изменяются $|R_{min}(f_{min})|$ и f_{min} . Расчет диэлектрических свойств на основании измеренных величин $|R_{min}(f_{min})|$ и f_{min} проводился с помощью компьютерной программы, описанной в [6].

Впервые проведены измерения диэлектрических свойств растворов глюкозы в воде и в физиологическом растворе (имитатор крови) в диапазоне частот от 28 до 93 ГГц для концентраций W глюкозы от 5 до 0,25% вес. Установлено, что ε' и ε'' монотонно уменьшаются при возрастании частоты и W , причем на частотах ниже 80 ГГц, значения ε' и ε'' в растворе 0.9% NaCl меньше чем в водном растворе. Такое поведение в основном согласуется с приведенными в литературе данными на частотах 10—20 ГГц и 30—40 ГГц [2-5], где было также установлено, что для 0.9% раствора NaCl с концентрацией глюкозы $W = 0.5—5\%$, ε'' уменьшается при увеличении W , однако ε' по свидетельству разных авторов, либо увеличивается, либо уменьшается. Отметим, что в растворе 0.9% NaCl в воде; однако изменения ε' и ε'' в зависимости от W были немного меньшими, чем в водном растворе. изменения ε' и ε'' были немного меньшими.

Чувствительность предложенного метода измерения ε' и ε'' растворов к содержанию глюкозы определяется надежно фиксируемыми изменениями минимального коэффициента отражения (изменения частоты, соответствующие этим минимумам, определяются с точностью до 0.01 ГГц). Фактически, можно легко измерять изменения $\Delta|R_{min}| > 0.05—0.1$ дБ (аппаратурная ошибка), что и определяет максимальную чувствительность к изменению W . Максимальная чувствительность к концентрации глюкозы в воде при наших измерениях составила по величине ΔR_{min} 2.2 дБ на 0.5% вес. В физиологическом растворе максимальная чувствительность составила 0.9 дБ / 0.2% вес.

Экстраполяция этих результатов позволяет предположить, что чувствительность около 0.1 дБ / 0.04% вес. т. е., около 2 ммоль / л, может быть достигнута с имеющимися согласующими пластинами. Дальнейшее повышение чувствительности может быть достигнуто при применении для измерения отраженной волны ферритовых циркуляторов.

Из результатов исследований следует, что оптимальным частотным диапазоном, в котором достигается максимальная чувствительность к концентрации глюкозы в воде и физиологическом растворе, является диапазон частот 30- 60 ГГц.

Впервые были проведены измерения диэлектрических свойств живой человеческой крови, когда капля крови, взятая непосредственно из пальца испытуемого, помещалась на измерительную пластину в термостатированной камере с волноводом сечением 5.2 × 2.6 мм (рабочие частоты 41-42 ГГц), которое полно-

стью покрывалось каплей крови. Ранее в ММ диапазоне проводились лишь измерения крови животных с консервантами [7]. Из результатов измерений для 4 персон следует, что $\varepsilon' = 18,1 \pm 0,2$ и $\varepsilon'' = 23,8 \pm 0,2$;

Были также измерены значения ε кожи, которые в области локтевого сустава были равны от $\varepsilon = 13,0 + j34,2$ на частоте 30 ГГц до $\varepsilon = 7,6 + j10,3$ на частоте 77 ГГц. Данные для частоты 30 ГГц удовлетворительно согласуются с полученными в [8].

Проводились также измерения зависимости величин $|R_{min}(f_{min})|$ и f_{min} для крови и кожи от содержания W в них глюкозы. Установлена четкая корреляция $|R_{min}(f_{min})|$ и f_{min} со значением W при принятии стандартной дозы глюкозы натощак.

III. Заключение

Впервые проведены измерения диэлектрических свойств слабых растворов глюкозы в воде и в имитаторе крови в диапазоне частот от 28 до 93 ГГц. Измерительная схема может служить основой для разработки промышленного прибора для контроля малых концентраций глюкозы в воде и физиологическом растворе.

Впервые с высокой точностью на частотах 42 и 66 ГГц измерены диэлектрические свойства человеческой крови *in vivo* (без консервантов). Методика позволяет определить содержание глюкозы в крови в реальном времени по одной капле крови.

Измерены ε' и ε'' кожи в области локтевого сустава на частотах от 30 до 80 ГГц,

Показана принципиальная возможность измерения содержания глюкозы W по величинам $|R_{min}|$ и f_{min} , для кожи.

IV. Список литературы

- [1] Я. Ю. Ахадов, Диэлектрические свойства бинарных растворов, Изд. «Наука», Москва, с. 400, 1977.
- [2] P. Hochtl, S. Boresch, O. Steinhäuser, Dielectric Properties of Glucose and Maltose Solutions, Journal of Chemical Physics, Vol. 112, No. 22, pp.9810-9821, 2000.
- [3] A. Saito, O. Miyawaki, and K. Nakamura, Dielectric Relaxation of Aqueous Solution with Low-molecular-weight Nonelectrolytes and Its Relationship with Solution Structure, Biosci. Biotech. Biochem., Vol.61, No. 11, pp. 1831-1835, 1997.
- [4] Y. Nikava and D. Someya, Non-invasive Measurement of Blood Sugar Level by Millimeter Waves, 2001 IEEE MTT-S Intern. Microwave Symposium Digest, Vol. 1, pp. 171-174, 2001.
- [5] T. Matsuhita, M. Yamamoto, and Y. Nikawa, Basic Study on Non-invasive Monitoring of Blood Sugar Level by Measuring Transmission Coefficient in Millimeter Waves, Trans. Of the Institute of Electronics, Information and Communication Engineers C, Vol. J84C, No. 6, pp. 527- 530, 2001.
- [6] Отчет по Проекту МНТЦ 2259, 2003-2004 г.г.
- [7] J. M. Alison, and R. J. Sheppard, Dielectric Properties of Human Blood at Microwave Frequencies, Phys. Med. Biol., Vol. 38, pp. 971- 978, 1993.
- [8] O. Boric-Lubecke, Y. Nikawa, W. Snyder, and K. Mizuno, Skin Properties at Millimeter Waves, Asia-Pacific Microwave Conf. WEOF35, pp. 877-880.

DIELECTRIC PROPERTIES OF GLUCOSE SOLUTIONS IN THE MILLIMETER-WAVE RANGE AND A PROBLEM OF GLUCOSE CONTENT IN BLOOD CONTROL

Meriakri V. V., Chigrai E. E.,

Nikitin, I. P., Parkhomenko M. P.

Institute of Radioengineering and Electronics

Russian Academy of Sciences, (IRE RAS)

1, Vvedenski sq., Fryazino Moscow Reg., 141190, Russia

Phone: 7(095)5269266

e-mail: meriakri@ms.ire.rssi.ru

Abstract – Using new nondestructive method dielectric properties of glucose solutions, blood imitators, blood and skin in the millimeter-wave range were investigated.

I. Introduction

The objective of this paper is to investigate the dielectric properties of ε for glucose solutions in water, an imitator of blood, for blood, and for skin, as well as to investigate the possibility of using millimeter waves for sugar (glucose) control in human blood, including non-invasive control.

II. Main Part

A new method (without measurement phase of the reflection coefficient) for the non-destructive determination of complex permittivity for lossy substances is elaborated and realized.

Dielectric properties of glucose solutions with concentration W from 5 to 0.25% wt. are measured in the frequency range 30–93 GHz and at 10 GHz.

Dielectric properties of human blood (using one drop) are investigated *in vivo* at frequencies of 42 and 66 GHz. The measurements have shown that this method can be used for the real-time determination of the glucose content in blood after oral glucose tolerance test (OGTT) without special strips used in optical invasive glucometer..

Dielectric properties of skin in the frequency range from 30 to 80 GHz are determined. It is shown that it is possible, in principle, to create a non-invasive device for the glucose content in blood determination, at least after OGTT.

III. Conclusion

Investigations of dielectric properties of glucose solutions, blood imitators, blood, and skin in the millimeter-wave range are of interest not only for understanding interaction of millimeter waves with these substances but also for nondestructive monitoring of glucose solutions and noninvasive control of glucose concentration in blood.

КЛИНИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЭМИ ММ-ДИАПАЗОНА ПРИ ДЕГЕНЕРАТИВНО-ДИСТРОФИЧЕСКИХ ЗАБОЛЕВАНИЯХ СУСТАВОВ

Грубник Б. П.¹, Русанова Т. Е.², Рой И. В.²

¹Научно-исследовательский центр квантовой медицины "Видгук" МЗ Украины

²Институт травматологии и ортопедии АМН Украины

г. Киев-01033, Украина, ул. Владимирская, 61-б

тел.: 289-09-97

Аннотация – Представлены результаты лечения и клинико-инструментальных исследований реакций организма человека на воздействие ЭМИ-ММ диапазона при дегенеративно-дистрофических заболеваниях суставов. Определены показания и противопоказания к применению МРТ, изучены отдаленные и непосредственные результаты лечения, определена лечебная тактика в зависимости от стадии заболевания. Представлена динамика основных симптомов заболевания в процессе лечения, изменения состояния кровообращения в пораженных конечностях.

I. Введение

Дегенеративно-дистрофические заболевания суставов (ДДЗС) принадлежат к наиболее тяжелым и распространенным заболеваниям опорно-двигательного аппарата и имеют не только медицинское, но и социальное значение. ДДЗС поражают 3-4,7% лиц наиболее работоспособного возраста [1, 2], и приводят к снижению работоспособности у 60%, а у 11,5% пациентов процесс заканчивается инвалидностью [3]. Проведенные исследования свидетельствуют, что результаты лечения зависят от степени активности процессов репаративной регенерации костной ткани пораженных суставов.

Одним из эффективных методов активизации процессов репаративной регенерации костной ткани и коррекции нарушенных гомеостатичных функций организма является микроволновая резонансная терапия (МРТ) [4]. Многочисленные исследования свидетельствуют о позитивном влиянии МРТ на поврежденные звенья гомеостаза при различных заболеваниях, иммунную систему, процессы энергообразования, микроциркуляции.

Целью этой работы было изучение механизмов саногенеза МРТ, оценка клинической эффективности МРТ, создание методики микроволновой резонансной терапии для лечения больных с ДДЗС.

II. Основная часть

Проведен анализ результатов исследования и лечения 92 пациентов с ДДЗС в возрасте от 21 до 75 лет. С артрозами тазобедренных суставов было 44 больных, коленных - 35, асептическим некрозом головки бедренной кости - 13. Подавляющее количество больных составляли женщины в возрасте 60-74 года. У 37 больных патологический процесс был односторонним, у 55 двусторонним.

В контрольной группе для лечения использовали нестероидные противовоспалительные средства, анальгетики, хондропротекторы, физиотерапевтические процедуры, разгрузку конечностей, реабилитационные мероприятия, etc.

Использовали серийные приборы для микроволновой резонансной терапии "АМРТ - 01", "АМРТ - 02", "Порог - 3", "Порог-НТ". Диапазон рабочих частот генераторов шумового излучения "Порог - 1", "Порог - 3", "АМРТ - 01" находится в пределах 53–78 ГГц. Спек-

тральная плотность мощности составляла 10^{-16} – 10^{-18} Вт/Гцсм² для "Порог - 3", и 10^{-11} – 10^{-13} Вт/Гцсм² для "АМРТ - 01". При применении генераторов когерентных колебаний терапевтические резонансные частоты чаще всего находились в диапазоне 58-62 ГГц.

Частоту электромагнитного излучения, мощность, время влияния, длительность сеанса, а также зоны влияния определяли в зависимости от ведущих патологических симптомов, степени нарушений функции конечностей. МРТ проводили на фоне разгрузки пораженной конечности (ходьба с костылями или палкой), дополняли лечебной физкультурой, массажем.

Курс лечения состоял из 10-15 ежедневных сеансов. В течение сеанса длительностью 35-40 минут использовали 5-8 БАТ. При необходимости проводили повторные курсы МРТ с интервалом в 1-1,5 месяца.

С целью объективизации результатов МРТ проводили, рентгенографию, термографию, иридобиомикроскопию. Все больные проходили нейроортопедическое обследование по общепринятой методике, интенсивность болевого синдрома оценивали с помощью ВАШ.

При асептическом некрозе тазобедренных суставов термографическая картина отличалась значительной термоасимметрией в области поражения, интенсивной гипертермией 34,2–37,8°C, наличием точечных гипертермических включений, которые достигали 38,6°C. Структура зоны патологической термоактивности была неоднородной, с размытым рельефом и нечеткой линией контуров. Термоасимметрия в зоне патологического очага достигала 1,6 – 2,8°C. В смежных сегментах и по всей длине конечности наблюдалось резкое снижение температуры кожи, вплоть до появления симптома "термоампутации". При артрозе коленных суставов зона гипотермии над суставом постепенно переходила в зону гипертермии в параартикулярных областях с температурой 34–37°C. Градиент температур составлял 0,5 – 1°C.

При гонартрозе термоасимметрия и участки гипертермии имели гетерогенную структуру и размытые контуры и наблюдались по линии суставной щели, в местах максимальной болезненности. Термоасимметрия достигала 1,2–2°C. В некоторых случаях имели место симптомы "носков" и "термоампутации" стопы (21%).

Термография свидетельствует, что под воздействием МРТ наступает нормализация или значительное улучшение микроциркуляции как в смежных с патологическим очагом сегментах, так и во всей конечности. Зона гипертермии становилась менее интенсивной. Наблюдали снижение температуры кожных покровов на 1,4–3°C. Уменьшалась площадь патологической гипертермии. Контуры ее становились более очерченными, структура приобретала гомогенный характер, явления гипотермии становились менее интенсивными, исчезал симптом "термоампутации".

Клинические наблюдения за 92 больными с ДДЗС, подтвердили высокую эффективность МРТ. Достоверно уменьшилась боль у 96,7% в основной и у 66% пациентов в контрольной группе ($p < 0,03$). Амплитуда движений увеличилась до 59,7% и 40% соответственно. Обращает на себя также внимание значительно меньшее количество (3,3%) больных, состояние которых не изменилось в основной группе по сравнению с контролем – 13,3% ($p < 0,05$).

МРТ ДДЗС по данным термографии приводит к улучшению микроциркуляции в области пораженных суставов, что уменьшает нейродистрофические процессы и положительно влияет на репаративные процессы. Наилучшие результаты удается достичь на I-II стадиях заболевания.

Отмечено позитивное влияние МРТ на ход сопутствующих заболеваний. В 84,3% случаев снизилось или стабилизировалось артериальное давление, исчезли или существенно уменьшились боли и диспепсические явления при заболеваниях желудочно-кишечного тракта, заметно уменьшались нейродистрофические проявления, улучшалось общее психоэмоциональное состояние больного.

III. Заключение

1. Проведенные исследования дают основания считать, что позитивные клинические эффекты МРТ обусловлены улучшением состояния регионального кровообращения в суставах и параартикулярных тканях, что в свою очередь обеспечивает активизацию репаративных процессов в пораженных суставах.

2. Применение микроволновой резонансной терапии в комплексном лечении больных на ДДЗС достоверно улучшает результаты лечения по сравнению с контрольной группой.

3. Позитивное влияние на ход, как основного, так и сопутствующих заболеваний обеспечивается индивидуальным подходом при определении параметров электромагнитного излучения, режимов влияния, особенностями лечебной тактики.

IV. Список литературы

- [1] Сулова О. Я., Антипова А. А., Науменко Н. А. К вопросу о дегенеративно-дистрофических поражениях суставов. // Ортопед. травмат. прот. - 1986. - 4. - С. 4-7
- [2] Кулиш Н. И., Талькут В. А., Дувидзон А. Д. Дегенеративно-дистрофические заболевания тазобедренного сустава с кистовидной перестройкой сочленяющихся костей. // Ортопед. травмат. прот. - 1987. - 4. - С. 19-22.
- [3] Грубник Б. П., Баяндина О. И., Русанова Т. Е. Влияние МРТ на состояние периферического кровообращения при дегенеративно-дистрофических заболеваниях суставов // Фізика живого. - Киев, 2003. - Т. 11 - 1. - С. 95-100
- [4] Ситько С. П. Способ микроволновой резонансной терапии. - Патент Российской Федерации 2053757 вот 10.02.1996.

MM-RANGE EMF IN THE TREATMENT OF OSTEOARTHRISIS

Grubnik B. P., Rusanova T. Ye., Roy I. V.
Vidguk Research-and-Development
Center for Quantum Medicine
Institute of Traumatology and Orthopedics,
Academy of Sciences of Ukraine
Kyiv, Ukraine
phone +380 (44) 2890997

Abstract – We have studied the condition and changes in peripheral blood circulation and dynamics of patients' status, intensity of pain syndrome in gonarthrosis and coxarthrosis cases under microwave resonance treatment. In particular, muscular system state, as well as the rate of muscular stretching and spasming have been investigated. The treatment has been found to normalize vascular tone and blood flow, improve muscular function, considerably weaken pain intensity.

I. Introduction

This research dealt with the condition and changes in peripheral blood circulation and dynamics of patient status, intensity of pain syndrome in gonarthrosis and coxarthrosis cases under microwave resonance treatment. In particular, muscular system state, the rate of muscular stretching and spasming have been investigated. The treatment has been found to normalize vascular tone and blood flow, improve muscular function, considerably weaken pain intensity of and, as a result, significantly improve joint mobilization.

II. Main Part

Clinical observation of 92 osteoarthrosis patients has confirmed high efficiency of MRT. Pains have significantly decreased: by 96.7% in the main and by 66% in the control groups of patients ($p < 0.03$). Movement amplitude has increased by 59.7% and 40% accordingly. Attention is drawn to the fact that the number of patients from the main group whose condition has not improved is considerably smaller than that from the control group: 3.3% versus 13.3% ($p < 0.05$).

According to thermography data, MRT improves microcirculation in affected joints, which weakens neurodystrophic and facilitates reparative processes. The best results have been achieved at the 1st and 2nd stages of diseases, while certain positive effects have been observed in patients at the 3rd stages of diseases. The positive influence of MRT has been noticeable in the clinical course of concomitant diseases. In 84.3% of cases, arterial pressure has decreased or stabilized, pains and dyspeptic manifestation have vanished or substantially decreased in cases of gastrointestinal tract diseases, neurodystrophic manifestations have reduced, and the overall psychoemotional condition of patients has improved.

III. Conclusion

Results of the research suggest that the positive clinical effect of MRT is due to the improved state of local blood circulation in joints and paraarticular structures, which, in turn, activates reparative processes in affected joints. Application of microwave resonance therapy in the comprehensive medical treatment of such patients has definitely shown better results compared to the control group. Positive influence on the course of fundamental and concomitant illnesses is ensured by patient-specific approach to parameters of electromagnetic radiation, modes of application, as well as by specific features of therapeutic management.

ВАРИАЦИИ ЭЛЕКТРОКИНЕТИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ЯДЕР КЛЕТОК ПОД ВЛИЯНИЕМ ОБЛУЧЕННОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМИ ВОЛНАМИ ВОДЫ

Сиренко С. П., Григорьева Н. Н.^{*}, Шахбазов В. Г.^{*}, Фисун А. И., Белоус О. И.
 Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины
 Харьков, 61085, ул. Ак. Проскуры, 12
 тел. /057/744-83-08, e-mail: svetlana@ire.kharkov.ua
^{*}Харьковский национальный университет им. В. Н. Каразина
 Харьков, 61077, пл.Свободы, 4
 тел. /057/707-56-35

Аннотация – проведено сравнение реакции нативных клеток буккального эпителия человека на ЭМИ КВЧ диапазона при облучении клеток в воде с реакцией клеток, помещенных в предварительно облученную воду. Показателем реакции служила электрофоретическая подвижность клеточных ядер в электрическом поле (показатель ЭОЯ, %).

I. Введение

В последнее время появилось достаточное количество данных, показывающих главенствующую роль воды в реакции биологических объектов на электромагнитное излучение (ЭМИ) [1]. Биологическая активность воды проявляется вследствие перехода ее в метастабильное состояние. Изменение состояния происходит в результате действия внешних факторов (в том числе и электромагнитных полей различных диапазонов на воду) и передается далее биологическому объекту, поскольку вода принимает непосредственное участие в реакциях метаболизма.

II. Основная часть

Генератор для облучения дополнен устройством для автоматического свипирования частоты в диапазоне 37.5-53.5 ГГц ($\lambda = 5-8$ мм). Использовалась также фиксированная частота 78.5ГГц ($\lambda = 3.83$ мм). Аппликатор-облучатель в виде конического рупора обеспечивает плотность потока энергии не более 10мВт/см² для обоих случаев. Равномерность плотности потока обеспечивалась в пятне поля диаметром 19-21мм. Неконтролируемые изменения плотности потока устранялись с помощью подложки из поглощающего материала. Клетки помещали в центре

облучателя в капле воды на покровном стекле 18x18 мм толщиной 0.3 мм. Поскольку авторами данного доклада ранее было установлено [2], что волны с правой круговой поляризацией более эффективно действуют на клетки буккального эпителия, в эксперименте использовались волны именно этой поляризации. Экспозиция облучения во всех исследуемых вариантах составляла 60 секунд.

Пробу клеток разделяли на 3 части. Одну часть помещали в каплю воды на покровное стекло (контроль), другую часть – в такую же каплю воды для облучения ЭМВ и третью часть – в каплю предварительно облученной воды. Воду для эксперимента брали из водопроводной сети, отстаивали в течение 20 часов. Клетки в воде и каплю воды облучали, не накрывая вторым покровным стеклом. Перед просмотром препаратов под микроскопом (x400) покровное стекло с каплей воды опрокидывали на предметное стекло электрической камеры. Таким образом клетки оказывались под покровным стеклом между электродами.

Под микроскопом исследовали смещение ядер клеток в электрическом поле специально сконструированной камеры. Напряженность поля составляет 15В/см, сила тока 100мкА. В норме все ядра заряжены отрицательно и смещаются в электрическом поле камеры к аноду. Процент электронегативных ядер, подсчитанный на одном препарате при просмотре 100 клеток назван показателем ЭОЯ.

В эксперименте использовали клетки 5 доноров разного пола и возраста: доноры А (27 лет), Б (51 год), В (51 год), Г (26 лет), Д (58 лет).

Донор клеток, Р между контролем и вариантами	Электроотрицательные ядра (показатель ЭОЯ, %)			
	Возрастная норма ВН	Контроль	Облучение клеток ЭМВ в воде	Облучение ЭМВ воды
А (Р)	68.0	31.7±1.6 -	46.8±2.8 0.999	42.4±2.2 0.998
Б (Р)	37.0	37.6±3.8 -	53.3±2.8 0.993	50.5±2.7 0.979
В (Р)	37.0	61.7±3.0 -	34.4±1.0 0.999	32.3±2.4 0.999
Г (Р)	70.0	38.6±3.5 -	52.5±4.6 0.965	45.3±3.0 0.811
Д (Р)	29.0	45.9±3.6 -	64.4±2.9 0.998	58.4±3.3 0.970

Рис. 1. Изменение электрофоретических свойств клеточных ядер буккального эпителия человека (показатель ЭОЯ, %) при облучении клеток и воды ЭМВ КВЧ диапазона.

Fig. 1. Variations in electrokinetic properties of human buccal epithelium cell nuclei (ENN index, %) and water irradiated with EHF EM waves

Для каждого донора протестировано от 10 до 14 препаратов в каждом варианте опыта. Клетки доноров А и Б облучали ЭМВ длиной 3.83мм, остальных доноров – 5+8мм. Ранее была установлена связь показателя ЭОЯ, с возрастом человека (ВН) [3] и его физиологическим состоянием. Под влиянием различных воздействий на клетки (in vitro), в том числе и ЭМИ величина показателя меняется. Степень и направленность изменений ЭОЯ зависит от того, насколько контрольные значения показателя отличаются от ВН. Как правило, физиологически «мягкие» дозы ЭМИ КВЧ диапазона способствуют нормализации показателя ЭОЯ.

Как видно из полученных результатов, облучение клеток в воде приводит к значительному изменению показателя относительно контроля. У доноров А, Б, Г, Д происходит увеличение исследуемого показателя, у донора В – снижение. Как видно из таблицы у доноров А, В, Г наблюдается при облучении клеток приближение ЭОЯ к ВН. У доноров Б и Д этого не происходит, по-видимому экспозиция 60 с в данном случае для этих доноров велика.

При помещении клеток в облученную воду наблюдается такой же эффект, как при облучении клеток в воде только менее выраженный: у всех доноров клеток показатель незначительно ниже и не отличается от варианта «облучение клеток в воде».

III. Заключение

Таким образом, вода является основным поглотителем электромагнитных волн и структурные изменения, которые возникают в ней, влияют на электрофоретическую подвижность ядер клеток буккального эпителия.

Выявленный в эксперименте факт эквивалентности изменения физиологического состояния клеток при «помещении клеток в облученную воду» и «облучения клеток в воде» указывает на следующее: во-первых, подтверждается концепция памяти воды на воздействие внешних физических факторов (в данном случае ЭМИ КВЧ); во-вторых, вода как физиологический раствор (среда) является активной средой. Естественно предположить, что вода с измененной структурой по-другому будет влиять на обменные процессы в клетке (которые выражаются в изменении ЭОЯ). Это предположение подтверждено экспериментально.

IV. Список литературы

- [1] Бинги В. Н. Магнитобиология: эксперименты и модели. – М.: МИЛТА, 2002. – 592 с.
- [2] Булгаков Б. М., Шахбазов В. Г., Григорьева Н. Н., Сиренко С. П., Чепель Л. М., Белоус О. И., Фисун А. И. Живая материя в электромагнитных полях техногенного происхождения // Мат. 13-ой междуна. крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь, 2003. – С. 90-92.
- [3] Шахбазов В. Г., Григорьева Н. Н., Колупаева Т. В. Новый цитобиологический показатель биологического возраста и физиологического состояния организма человека // Физиология человека. – 1996. – Т.22, №6. – С.71-75.

VARIATIONS IN ELECTROKINETIC PROPERTIES OF CELL NUCLEI UNDER INFLUENCE OF EM-IRRADIATED WATER

Sirenko S. P., Grigoryeva N. N.*, Shakhbazov V. G.*,
Fisun A. I., Belous O. I.

A. Usikov Institute of Radio Physics and Electronics,
National Academy of Sciences of Ukraine
12 Akademika Proskury St., Kharkiv, 61085
*V. Karazin Kharkiv National University
4 Svobody Sq., Kharkiv, Ukraine, 61077

The goal of the present study was to compare the response of native human buccal epithelium cells exposed to extremely high frequency (EHF) electromagnetic field in water with that of cells suspended in pre-irradiated water. Electrophoretic mobility of cell nuclei in electric field has served as a quantitative indicator of this response (electronegative nuclei (ENN)) [1].

The cells suspended in water were placed in the irradiator center on the 18×18mm, 0.3mm thick cover glass. In both cases, waveguide transmission lines have been equipped with extra units to transform linearly polarized waves into those with circular polarization. Since our previous studies suggest a more pronounced effect of right-hand polarized waves on buccal epithelium cells [2], the current experiments have concentrated on examining the waves with right-hand polarization. Cell exposure lasted 60 s for all irradiation modes.

The cells suspended in water and in a water drop were not covered by additional glass during irradiation. Before examining the sample under the microscope (×400), the cover glass containing the water drop was tipped over upon the object-plate of an electric chamber. In this way the cells were positioned under the cover glass and between the electrodes. The dislocation of cell nuclei in the electric field of a special chamber has been observed under the microscope. The percentage of electronegative nuclei estimated for 100 cells of a single sample has been referred to as an ENN index (electronegative nuclei index, %) [3].

The results obtained indicate cell irradiation in water to cause significant and reliable ENN deviations from control values. For donors A, B, D, and E the ENN index increased, whereas for donor C this parameter decreased. As shown in the Table, the ENN index estimated for the irradiated cells of donors A, C, and D approaches AN.

The effect observed for the cells placed in the pre-irradiated water has been similar, although less pronounced than that with the cells irradiated in water: the ENN index for all donors, being somewhat lower, slightly differed from that found in the 'cell irradiation in water' case.

Thus, water is the main absorber of electromagnetic waves. Changes in the water state exert certain influence on the electrophoretic mobility of human buccal epithelium cells.

The above experiments have revealed the changes in the cell physiological state to be alike for the 'cell placed in pre-irradiated water' and 'cell irradiation in water' cases. This is indicative of the following: firstly, the present study corroborates the concept of 'water memory' of the influences exerted by external physical factors (EHF EMR in this case). Secondly, water as a physiological solution (medium) is not a passive, but an active medium. It would be natural to assume that water with modified structure would influence cell metabolic processes (manifested in the ENN variations) differently, even if the cells are no longer exposed to electromagnetic field. This assumption has been confirmed experimentally.

БИОИНФОРМАЦИОННЫЕ МЕТОДЫ ФИЗИЧЕСКОГО И МИКРОВОЛНОВОГО СТИМУЛИРОВАНИЯ РЕГЕНЕРАЦИИ КОСТНОЙ ТКАНИ

Дмитриев Б. В., Покатаев В. Н., Широкопояс Л. Л., Вышка В. И.

ГКБ "Южное"

Днепропетровск, Украина

тел.(8-0562)384792, e-mail: info@yuzhnoye.com

Литвин Ю. П., Кушниренко А. Г., Козлов В. А., Кошарный В. В.

ДГМА

Днепропетровск, Украина

тел.(8-0562)938916

Аннотация – Рассматриваются механизмы регенерации нарушений костной ткани на основе биоинформационных и химических процессов, происходящих в зоне дефекта. Предложены методы и средства стимулирования процессов регенерации ткани за счет внешних физико-химических и КВЧ воздействий.

I. Введение

В ходе исследований биоинформационных процессов организма человека, было установлено, что мембраны живой клетки находятся в возбужденном колебательном состоянии (когерентные, акусто-электрические колебания) в диапазоне крайне высоких частот 10^{10} - 10^{11} Гц. Мембраны, создавая и поддерживая собственные когерентные поля, обеспечивают стабильность в миллиметровом диапазоне электромагнитных волн совокупного биоинформационного поля (каркаса) организма человека.

В месте повреждения ткани, в том числе и костной, уничтожается определенное количество клеток, нарушая их локальное электромагнитное поле.

Травмированный участок ткани передает в ЦНС сообщение о локальном нарушении биоинформационного каркаса, в результате чего запускаются стандартные механизмы деления клеток и выработки конкретных белков в месте повреждения.[1] В случае, когда восстановление морфологической структуры нарушенного органа, за счет внутреннего перераспределения полей невозможно, необходимо дополнительное воздействие на электромагнитный каркас внешнего КВЧ поля.

Биомедицинские эффекты внешних электромагнитных КВЧ полей проявляются в виде пороговых нелинейных и резонансных откликов на спектральные составляющие излучения. Поглощение ЭМИ приводит к усилению метаболических процессов на клеточном уровне (синтез АТФ, транспорт ионов через мембраны, усиление регуляторных и регенеративных процессов).

При воздействии внешних факторов целесообразно обеспечивать режим стохастического резонанса.

Эффект стохастического резонанса определяет группу явлений, при которых отклик нелинейной системы на внешний сигнал (магнитные, электромагнитные поля, механические перемещения и др.) заметно усиливается с ростом интенсивности шума в поврежденных тканях, причём всегда имеет место максимум эффекта при некотором оптимальном уровне соотношении сигналов [2].

II. Основная часть

Для активизации образования костной ткани, фрагменты дефектного участка мобилизуют на определенном расстоянии друг от друга. При этом между фрагментом костной ткани организуется капилляр.

Поток жидкости, через такой капилляр, будет определяться геометрическими размерами капилляра, физическими и физико-химическими свойствами жидкости у поверхности костной ткани, фазовыми переходами в зоне дефекта, приложенными давлениями и энергетическими соотношениями элементов реакции.

Структура жидкости изменяется под воздействием внешних полей от изотропного до анизотропного состояния, повторяющего кристаллическую структуру льда. Толщина пограничных слоев водных растворов в мембране изменяется от 10 до 10^5 Å, что влияет на скорость протонного транспорта через мембрану.

Препараты, которые целесообразно применять для ускорения процессов регенерации, вводятся в капилляр с помощью микроэлектрофореза [3]. Дефект костной ткани представляет собой, пористую поверхность. Под действием поверхностных сил с учетом внешних воздействий молекулы и ионы вводимых веществ ориентируются перпендикулярно поверхности дефекта и внедряются в него.

Транспорт ионов через мембраны изменяется под действием полей различной природы (электромагнитных, магнитных, электростатических), за счет увеличения протонной проводимости на границе раздела фаз.

Дополнительное ускорение регенерации костной ткани после внедрения в нее химических веществ и катализаторов, а так же оптимизация самого внедрения, возможны за счет принудительной вибромодуляции геометрических размеров канала, применения для воздействия на дефект переменного и постоянного магнитного и электромагнитного поля, в том числе и в диапазоне крайне высоких частот (КВЧ). Они обеспечивают режим стохастического резонанса для оптимального восприятия веществ и катализаторов поврежденными клетками и ускорения процессов их регенерации, в том числе за счет потенцирования реагентов на кластерах воды.

Организму присущи две ответные реакции на внешние раздражители.

На действие слабых и умеренных электрических, магнитных и электромагнитных раздражителей организм отвечает реакцией «анаболизма», при которой усиливается биосинтез. Длительные тренирующие воздействия таких раздражителей обеспечивает устойчивое состояние активации.

В тоже время, для стрессорных реакций, вызываемых сильными раздражителями, характерными являются процессы «катаболизма», при которых в организме преобладают явления распада [4].

Для определения границ активирующих и тренирующих воздействий внешних раздражителей (например, ЭМИ КВЧ) могут использоваться анализы крови, в которых данные о количестве лимфоцитов в

лейкоцитарной формуле, их соотношение с сегментоядерными нейтрофилами, данные о популяциях Т-клеток, В-клеток и динамике иммуноглобулинов однозначно характеризуют явление анаболизма.

Для стимулирования активации с помощью ЭМИ КВЧ воздействуют на зоны сегментарной иннервации боли, на корпоральные, биологически активные точки (БАТ) и на точки, расположенные в подошвенной области и ушной раковине.

Облучение мм-волнами усиливает эффект костномозгового кровотока и кровообращения за счет снижения гидросопротивления сосудов.

Проведенные в ЦИТО работы по применению мм-волн для лечения больных травматологического профиля, подтвердили развитие адаптационных реакций «активации» и «тренировки» [5].

Нами для тех же целей применяется аппаратура «Рамед-Эксперт».

Указанная аппаратура оказалась оптимальной для формирования адаптационных реакций необходимого уровня активации и обеспечения высокого положительного лечебного эффекта у больных с переломами тазобедренных суставов, за счет:

- возможности изменения числа каналов для одновременного воздействия на несколько БАТ (от 1 до 8);
- уменьшения плотности потока мощности на выходе излучателя до $5 - 50 \text{ мВт/см}^2$

Применение компрессионно-дистракционного аппарата на зону тазобедренного сустава позволило совместить фрагменты переломов таким образом, что в процессе регенерации костной ткани восстановился нарушенный кровоток в суставе [6].

В качестве источника ЭМИ использовались два генератора точечного излучения («точка») и один генератор излучения с круговой поляризацией ЭМИ КВЧ типа «рупор». Воздействие КВЧ должно быть строго дозированным, в противном случае проявляется реакция «катаболизма».

Подбор экспозиции воздействию ЭМИ проводился следующим образом. Воздействие начиналось с длительности 30 минут. В зависимости от результатов анализа крови продолжительность воздействия либо оставляли прежней, либо увеличивали до получения «реакции активации».

Излучатель типа «рупор» с круговой диаграммой направленности устанавливался в зоне перелома. Два излучателя «точка» устанавливались на корпоральные БАТ и точки подошвенной зоны. БАТ изменялись через каждые пять сеансов. Перед облучением мм-волнами предварительно осуществлялось электропунктурное воздействие зон БАТ и перелома постоянным в течение 5 минут и импульсным током в течение 10 минут по стандартным методикам. При последующем воздействии КВЧ это способствовало появлению стохастического резонанса на клеточном уровне.

КВЧ-воздействие осуществлялось всеми тремя излучателями в течение 120 минут в сутки. Кроме того, «рупор» включался дополнительно еще на 120 минут.

Плотность потока мощности излучателей типа точка составляла $5 - 10 \text{ мВт/см}^2$, а типа «рупор» - $10 - 50 \text{ мВт/см}^2$. Включение осуществлялось циклами по 30 минут (время необходимое для активации) с перерывом 10 минут между включениями.

Применяемые длины волн ЭМИ - 7,1 мм. Генерация - непрерывная. В процессе электропунктуры поляризация и частота следования импульсов выбиралась из диапазона 1-100 Гц.

Формирование адаптационных реакция активации необходимого уровня достигалась в течение 10 - 20 сеансов. После этого гомеостаз полностью восстанавливался и воздействие мм-волнами прекращалось.

Оценка эффективности воздействия ЭМИ проводилась по анализам крови. Продолжительность лечения по приведенной методике сокращалась на 30-50 %. Практически полностью отсутствовали воспалительные процессы. Резко снизились болевые синдромы. Наблюдалась активизация физиологических процессов адаптации.

III. Выводы

Стимулирование процессов регенерации костной ткани с помощью гальванизации и ЭМИ КВЧ приводит к возникновению реакции активации организма, улучшению кровотока в поврежденных фрагментах суставов, исключает возникновение осложнений воспалительного характера, нормализует психофизиологические процессы организма.

Предложенные методы были успешно апробированы на животных, на кафедре анатомии ДГМА. Дальнейшее применение методов на кафедре экстремальной медицины, в том числе с использованием компрессионно - дистракционных аппаратов для восстановления тазо - бедренных суставов, приводило к ускорению процессов регенерации в несколько раз, исключало воспалительные процессы и другие осложнения.

IV. Список литературы

- [1] Ситко С. П. и др «Введение в квантовую медицину» К. «Паттерн », 1994.
- [2] Бецкий О. В. и др. «Стохастический резонанс и проблема воздействия слабых сигналов на биологические системы» «ММ волны в биологии и медицине» № 3 (27), 2002.
- [3] Покатаев В. Н, Козлов В. А, Кошарный В. В «Пристрій для здійснення комплексної рефлексоретичної терапії» патент України №52094
- [4] Гаркави Л. Х. и др. «Адаптационные реакции и резистивность организма», «Вопросы клинической онкологии», 1977.
- [5] Говалло В. И. и др. «Критерии подбора параметров мм-излучения в клинической практике», «ММ волны в медицине» ИРЭ РАН, 1991
- [6] Козлов В. А, Покатаев В. Н, Кошарный В. В «Компресійно - дістракційний апарат» патент України № 30623 А

BIOLOGICAL AND INFORMATION METHODS OF PHYSICAL AND MICROWAVE STIMULATION OF BONE TISSUE REGENERATION

Dmitriyev B., Pokataev V., Vishka V., Shirokopoias L.
Dnepropetrovsk State Design Office "Yuzhnoye"
tel. 38-47-92, E-mail: info @ yuzhnoye.com
Litvin Y. P., Kozlov V. A.,
Kushnirenko A. G., Kosharniy V. V
Dnepropetrovsk State Medical Academy
tel. 93-89-16

Application of additional physical methods impacting on a damaged part of tissue accelerates regeneration processes and prevents secondary pathology (inflammatory processes, osteomyelitis, false knitting and etc).

Control mechanism of renewal process (processes of adaptive growth) is the basis of physical impact methods. It is based on EHF external electromagnetic field influence on biophysical dynamic at cell structure membrane level. In particular, when external field is applied, the cells can change their natural vibration frequency thereby changing the protein structure of membranes, dynamic of membrane metabolic process etc.

Stimulation of osseous tissue regeneration processes through galvanization and EHF EMI results in the initiation of reaction activating the organism, in the improvement of blood stream in the damaged joint fragments, eliminates the possibility of inflammatory complications, normalizes the psycho-physiological processes of organism.

РЕЗОНАНСНАЯ БЛИЖНЕПОЛЬНАЯ СВЧ ДИАГНОСТИКА ПАТАЛОГИЙ БИОЛОГИЧЕСКИХ ТКАНЕЙ

Костров А. В., Смирнов А. И., Пантелеева Г. А.*, Стриковский А. В., Янин Д. В.

Институт прикладной физики РАН

улица Ульянова, д.46, Нижний Новгород – 603 950, Россия

*Научно-исследовательский кожно-венерологический институт

улица Ковалихинская, д.49а, Нижний Новгород – 603 950, Россия

Тел.: +7(8312) 164853; e-mail: smirnov@appl.sci-nnov.ru

Аннотация – Предложен неинвазивный метод диагностики патологических изменений биологических тканей с помощью резонансного зонда, выполненного на отрезке двухпроводной линии. Этот метод основан на изучении характеристик резонансной кривой измерительной системы в зависимости от параметров зонда и его положения относительно исследуемой биообъекта.

I. Введение

Как известно, воспалительные и опухолевые процессы в организме человека сопровождаются изменением диэлектрической проницаемости тканей в области патологии. Данный физиологический факт положен в основу резонансной ближнепольной диагностики. Значение диэлектрической проницаемости тканей в области квазистатического поля зонда оказывает влияние на резонансную частоту и добротность измерительной системы.

II. Основная часть

Зонд представляет собой СВЧ-резонатор в виде полуволнового отрезка двухпроводной линии, выполненный из медного провода диаметром 0,8мм. Возбуждение резонатора и приём его отклика осуществлялся с помощью петель магнитной связи диаметром 10мм. Собственная частота датчика равнялась 860МГц., добротность резонансной системы - 200.

Взаимодействие датчика с исследуемым объектом осуществлялось измерительной частью резонатора, представляющей собой участок двухпроводной линии длиной 10мм. Максимальная глубина зондирования датчика по величине совпадает с расстоянием между проводами двухпроводной линии.

В работе проведён теоретический анализ поведения резонансной характеристики измерительного зонда при исследовании биообъекта. Решение системы телеграфных уравнений методом последовательных приближений позволяет получить явный вид для резонансной кривой. Величина сдвига резонансной частоты ΔF и амплитуда в максимуме U_{\max} определяется комплексным параметром q , который находится из решения электростатической задачи о погонной ёмкости двухпроводной линии, контактирующей с биообъектом ($\Delta F = -\text{Re}(q)$, $U_{\max} = 1 - 4Q_0 \text{Im}(q)$, Q_0 - собственная добротность резонатора). В общем случае эта задача решается численно, однако для простых модельных ситуаций, можно получить аналитическую связь q с диэлектрическими и геометрическими характеристиками биообъекта.

На базе научно-исследовательского института кожно-венерологических заболеваний (г. Нижний Новгород) проводились исследования электродинамических характеристик кожи, поражённой псориазом (одним из наиболее распространённых дерматозов). Установлено, что диэлектрическая проницаемость и проводимость тканей в области псориаза

меньше, чем у здоровой кожи. По мере выздоровления различие между ними исчезает. На рис. 2 и 3 представлены зависимости величины сдвига резонансной частоты ΔF и изменения амплитуды в максимуме резонансной кривой ΔU от положения середины измерительной части резонатора при исследовании псориатической папулы диаметром 1см. до лечения и в процессе лечения. Координата Z отсчитывается относительно центра поражённого участка.

Неоднократное обследование больных в процессе их лечения показало возможность контроля ремиссии (заживления) заболевания при помощи измерительного датчика в случаях, когда это нельзя сделать визуально.

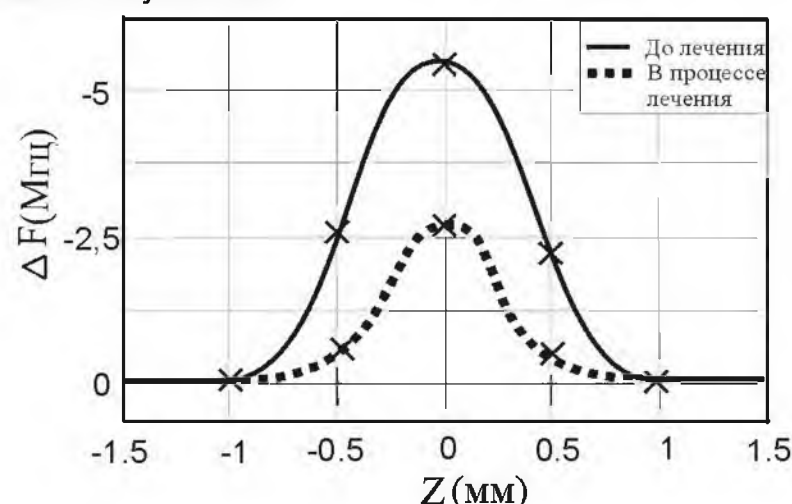


Рис. 1. Зависимость сдвига резонансной частоты датчика от положения середины измерительной части резонатора при исследовании псориатической папулы диаметром 1см. до лечения и в процессе лечения.

Fig. 1. Shift of the sensor resonance frequency vs. the position of the center of resonator measuring part, when investigating psoriatic papule 1 cm in diameter before and after the treatment

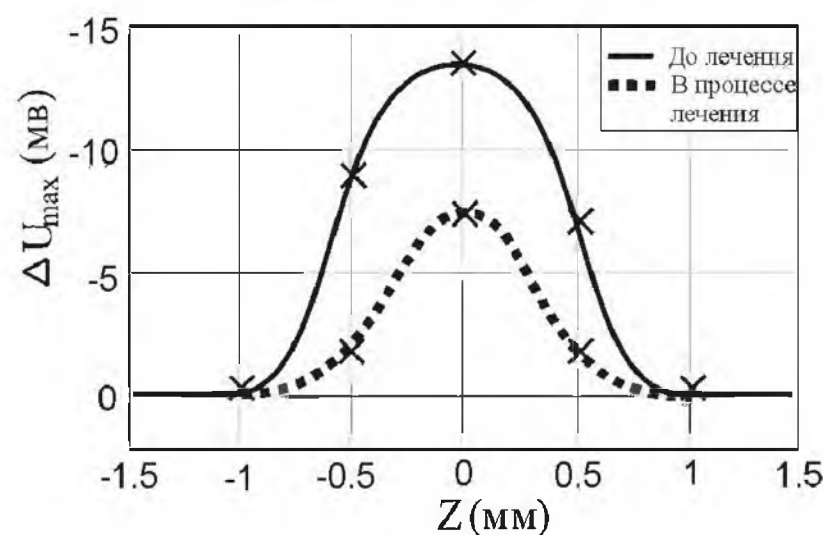


Рис. 2. Зависимость изменения амплитуды в максимуме резонансной кривой от положения середины измерительной части резонатора при исследовании псориатической папулы диаметром 1см. до лечения и в процессе лечения.

Fig. 2. Variation of the amplitude at the maximum of the resonance curve vs. the position of the center of resonator measuring part, when investigating psoriatic papule 1 cm in diameter before and after the treatment

В работе представлена так же методика изучения сред с нестационарными параметрами. Она, в частности применима для изучения работы сердца и динамики крови в кровеносных сосудах человека.

III. Заключение

Резюмируя, можно утверждать, что резонансный зонд на отрезке двухпроводной линии является эффективным инструментом для диагностики патологий биологических тканей, работы сердца и кровотока.

IV. Список литературы

- [1] Кондратьев И. Г., Костров А. В., Смирнов А. И., Стриковский А. В., Шашурин А. В. Физика плазмы, 2002. Т. 28. №11. С.977-983.
- [2] Stenzel R. L. Rev. Sci. Instrum. 1976. V. 47. № 5. P. 603-607.
- [3] Костров А. В., Стриковский А. В., Шашурин А. В. Препринт №513. Н.Новгород: ИПФ РАН. 1999.
- [4] Брандт А. А. Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах. М.: Физматгиз, 1963.
- [5] Резник А. Н., Юрасова Н. В. Журнал технической физики. 2002. Т 74. № 4. С.108-116.

NEAR-FIELD MICROWAVE RESONANT DIAGNOSTICS OF BIOLOGICAL TISSUES

Kostrov A. V., Smirnov A. I., Panteleeva G. A. *,
Strikovskiy A. V., Yanin D. V.
*Institute of Applied Physics,
Russian Academy of Sciences*

46 Ulyanov Street, Nizhny Novgorod, 603950 Russia
*Research Institute of Dermatology and Venereology
49g Kovalihinskay Street, Nizhny Novgorod, 603950 Russia
Ph.: +7(8312) 164853, e-mail: smimov@appl.sci-nnov.ru

Abstract – Described in this paper is the method for non-invasive diagnostics of pathological changes in biological tissues using resonant. This method is based on studying of measuring system resonance characteristics, depending on the probe parameters and its position relative to investigated biological object.

I. Introduction

It is known, that inflammatory and tumoral processes in a human body are accompanied with change of dielectric tissues properties in the pathological area. This physiological fact underlies the near-field microwave resonant diagnostics. Biological tissues permittivity in the area of quasi-static fields of the probe influences the resonant frequency and quality factor of the measuring system.

II. Main Part

The probe is made as a microwave resonator: a half-wave section of the double-wire line, made of a copper wire 0,8mm in diameter. Excitation of the resonator and its response reception was carried out using magnetic loops 10mm in diameter. The own frequency of the probe was 860MHz; the quality factor of resonant system was 200.

The sensing transducer contacted the tested object via the measuring part of the resonator made as a section of a double-wire line 10mm long. The maximum penetration depth of the probe is equal to the distance between the wires of the double-wire line.

Electrodynamic properties of skin affected with psoriasis were studied at the Research Institute of Dermatology and Venereology (Nizhny Novgorod). It has been found that the values of permittivity and conductivity of the tissues in the areas affected with psoriasis are lower than those of healthy skin. Repeated examinations of the patients during their treatment have shown that it is possible to monitor remission (healing) of the disease using the measuring probe in those cases when it could not be carried out visually.

III. Conclusion

It is possible to state, that the resonant probe based on a section of a double-wire line is an effective tool for diagnostic of pathologies of biological tissues, heart and blood vessel monitoring.

ЭКСПРЕСС-АНАЛИЗ СЕРДЕЧНО-СОСУДИСТОЙ СИСТЕМЫ С ПОМОЩЬЮ ИНДУКТИВНО-ЕМКОСТНОЙ МОДЕЛИ СЕРДЦА

Береговая Н. В., Кореновская О. Л.

Житомирский государственный технологический университет

ул. Черняховского, 103, Житомир, 10005, Украина

Тел.: (0412) 22-14-10, e-mail: niki80@rambler.ru

Аннотация - Предложена методика применения параметра электрической добротности сердца для проведения экспресс-анализа населения с помощью индуктивно-емкостной модели сердца.

I. Введение

В последнее время при проведении кардиологических исследований имеющихся параметров для описания работы сердца становится недостаточно. Поэтому проводятся работы по открытию и внедрению новых важных параметров для диагностики. Исследования в этой области проводили многие ученые. Важный вклад внес Волобуев А. Н., который предложил в качестве модели, описывающей работу сердца, использовать индуктивно - емкостную модель [1].

До сих пор считалось, что биологическая ткань обладает только емкостными свойствами, но на практике было доказано, что она характеризуется существенной индуктивностью. Целью данной статьи является рассмотрение электрогенеза сердца с помощью индуктивно-емкостной модели, показать важность параметра электрической добротности сердца для проведения исследования и диагностики сердечно-сосудистой системы.

II. Основная часть

Согласно индуктивно-емкостной модели сердечную ткань можно охарактеризовать тремя параметрами: сопротивлением, индуктивностью и ёмкостью. Исследования [1, 2, 3] в данном направлении показали, что индуктивность и сопротивление можно считать почти постоянными величинами. В процессе кардиоцикла происходит изменение емкости C , что связано с циклической частотой вращения интегрального электрического вектора сердца (ИЭВС). Именно Волобуев А. Н. предложил, в качестве дополнительного параметра при проведении исследований использовать электрическую добротность сердца. Мы же считаем, что этот параметр можно поставить в один ряд с другими величинами, которыми оперируют при изучении и диагностике сердца. Важность этого параметра показывает клиническая практика: даже при неярко выраженной патологии, когда изменения параметров ЭКГ почти не заметны, происходит изменение добротности сердца в течении некоторого времени можно сделать вывод о развитии патологического процесса, даже если остальные контролируемые параметры ЭКГ находятся в пределах нормы. Следовательно, для более глубокого исследования важен расчет добротности сердца.

В процессе кардиоцикла добротность изменяется по экспоненциальному закону:

$$Q = Q_0 \exp(-R(t - t_0)/L) \quad (1)$$

где $Q_0 = \omega_0 R/L$ - добротность эквивалентного контура в момент времени t_0 ,

R, L - активное сопротивление и индуктивность, соответственно.

Более точно определить этот показатель можно математически, для этого необходимо вывести формулу расчета Q_0 . Добротность можно определить из отношения электрокардиографических интервалов $\Delta t_{QT} / \Delta t_{QRS}$. Оба эти интервала не зависят от положения электрической оси сердца. Из [1]

$$\Delta t_{QRS} = \frac{L}{R} \ln \left(\frac{1 + \frac{2 \arctg \sqrt{R/T}}{Q_0}}{1 - \frac{2 \arctg \sqrt{R/T}}{Q_0}} \right), \quad (2)$$

$$\Delta t_{QT} = \frac{L}{R} \ln \left(\frac{1 + \frac{2 \arctg \sqrt{R/T}}{Q_0}}{1 + \frac{2 \arctg \sqrt{R/T}}{Q_0} - \frac{2\pi}{Q_0}} \right), \quad (3)$$

где Δt_{QRS} - длительность комплекса QRS,

Δt_{QT} - длительность электрической систолы QT,

R, T - амплитуды зубцов ЭКГ.

Используя свойства соприкосновения функций нулевого и первого порядка, из этого соотношения выведем формулу для расчета Q_0 :

$$Q_0 = \frac{2 \arctg \sqrt{R/T} \left(\pi + 2\pi \frac{\Delta t_{QT}}{\Delta t_{QRS}} - 2 \frac{\Delta t_{QT}}{\Delta t_{QRS}} \arctg \sqrt{R/T} \right)}{\pi + 2 \frac{\Delta t_{QT}}{\Delta t_{QRS}} \arctg \sqrt{R/T}} \quad (4)$$

Как видно из формулы (4), все величины необходимые при подсчете можно определить по электрокардиограмме.

Нами разработана программа, которая позволяет автоматически определять электрическую добротность сердца, вычислять угол направления электрической оси, отношение L/R и строить основные графики зависимостей.

Экспериментально, путем снятия ЭКГ пациентов, было установлено, что электрическая добротность сердца уменьшается при патологических процессах, в сравнении с нормальной работой сердца. Это позволяет находить разницу ΔQ_0 и по ней судить о развитии патологии. На следующем этапе проводится работа по набору статистики и составлению базы данных, которая позволит более широко применять этот параметр в клинической практике.

Для более быстрого и наглядного определения построена номограмма для определения электрической добротности сердца (график зависимости отношения интервалов $\Delta t_{QT} / \Delta t_{QRS}$ от отношения амплитуд зубцов R/T), приведенная на рисунке 1.

Следовательно, величину электрической добротности сердца можно определить по графику (рисунок 1) или более точно согласно формуле (4).

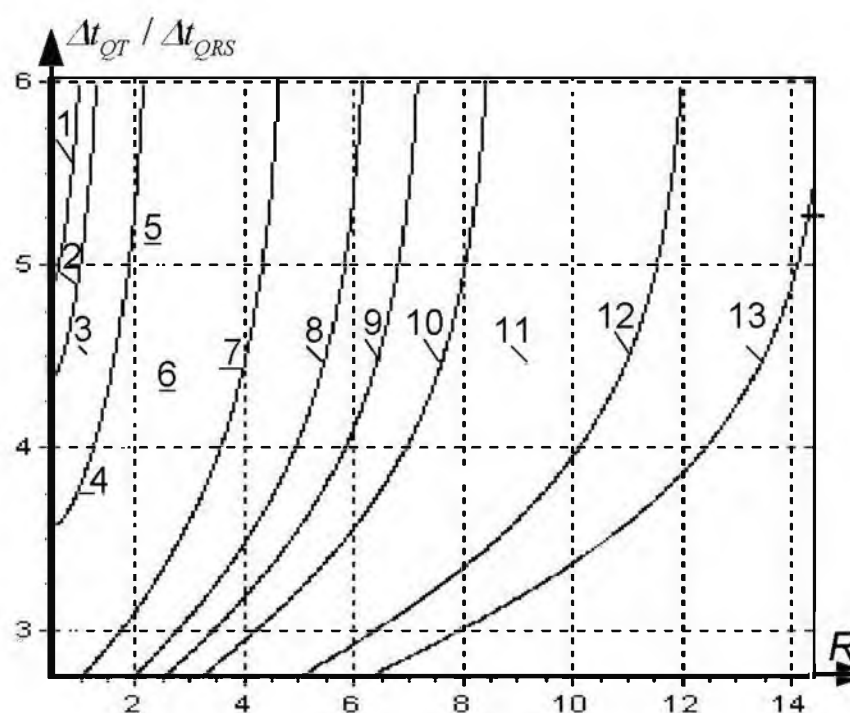


Рис. 1. Номограмма для определения электрической добротности сердца Q_0 .
Значения электрической добротности, которые соответствуют кривым:
1- 4,6, 2- 4,5, 3- 4,4, 4- 4,3, 5- 4,2, 6- 4,1,
7- 4, 8- 3,9, 9- 3,85, 10- 3,8, 11- 3,75,
12- 3,7, 13- 3,65.

Fig. 1. Nomogram for electric Q of human heart
Q values:
1- 4,6, 2- 4,5, 3- 4,4, 4- 4,3, 5- 4,2, 6- 4,1,
7- 4, 8- 3,9, 9- 3,85, 10- 3,8, 11- 3,75,
12- 3,7, 13- 3,65

III. Заключение

Таким образом, полученные результаты позволяют использовать разработанную модель и программу для проведения экспресс-анализа состояния населения.

Для применения модели на практике необходимо составление ЭКГ атласов (базы данных), над чем и проводится дальнейшая работа. Это позволит автоматизировать электрокардиографические исследования и диагностику, а также существенно увеличит их возможности.

IV. Список литературы

- [1] Волобуев А. Н. Курс медицинской и биологической физики. Самара.: Самарский Дом печати, 2002. - 432с.
- [2] Рашмер Р. Динамика сердечно-сосудистой системы. Пер. с англ. М.: Медицина, -1981. -346с.
- [3] Ходжкин А. Нервный импульс. Пер. с англ. - М.: Мир, - 1965. - 128с.

SNAP ANALYSIS OF CARDIOVASCULAR SYSTEM BASED ON INDUCTANCE-CAPACITANCE HEART MODEL

Beregovaya N. V., Korenovskaya O. L.
Zhytomyr State Technological University
103 Chemyakhovskogo Str., Zhytomyr, Ukraine, 10005
phone/fax +380 (412) 221410,
e-mail: niki80@rambler.ru

Abstract – A technique is proposed of using electric Q of human heart in order to conduct snap analysis based on inductance-capacitance heart model.

I. Introduction

Currently available parameters that describe cardiac performance are becoming increasingly inadequate during cardiology examinations. Research is underway to discover and implement new significant diagnostics parameters.

The goal of this paper is to discuss cardiac electrogenesis by means of inductance-capacitance model and to show the importance of electric Q cardiac parameters in the studies and diagnostics of cardiovascular system.

II. Main Part

Electric Q of the heart is suggested as another diagnostics parameter whose importance is proven by clinical practice: even for inconspicuous pathologies, when variations in ECG parameters are almost imperceptible, a change in Q occurs. Thus, by monitoring tendencies in cardiac Q variations over a period of time a pathologic process may be registered, even if other monitored ECG parameters are within the normal range. An in-depth analysis would consequently require calculations of cardiac Q.

Within a single cardiac cycle the cardiac Q changes exponentially:

$$Q = Q_0 \exp(-R(t - t_0)/L).$$

A more exact formula to calculate cardiac Q has been derived using mathematical techniques.

$$Q_0 = \frac{2 \arctg \sqrt{R/T} \left(\pi + 2\pi \frac{\Delta t_{QT}}{\Delta t_{QRS}} - 2 \frac{\Delta t_{QT}}{\Delta t_{QRS}} \arctg \sqrt{R/T} \right)}{\pi + 2 \frac{\Delta t_{QT}}{\Delta t_{QRS}} \arctg \sqrt{R/T}}$$

It has been established experimentally through ECGs that the value of cardiac Q decreases during pathologic processes compared to normal cardiac performance, which allows for the difference in Q to be found and used to monitor the development of pathology. The next stage in the research would involve gathering statistics and developing a database to make this parameter more widely available in clinical practice.

In order to define cardiac Q in a fast and pictorial manner, a nomogram shown in Fig. 1 has been developed.

III. Conclusion

Based on the obtained results, the developed model along with ECGs may be used for snap analyses of the population's health condition.

To implement this model in actual practice, ECG atlases (databases) should be developed, which is the subject of the prospective research. This would allow for ECG examinations and diagnostics to be automated and their potential to be significantly increased.

БЛИЖНЕПОЛЬНАЯ СВЧ ТОМОГРАФИЯ

Гайкович К. П.

Институт физики микроструктур РАН, ГСП-105, Н. Новгород - 603950, Россия

Тел.: (8312)675037; факс: (8312)675553; e-mail: gai@ipm.sci-ppov.ru

Аннотация - Разработан метод восстановления трёхмерной структуры параметров (температуры, диэлектрической проницаемости) поглощающего полупространства по данным пассивного или активного ближнепольного СВЧ сканирования над его поверхностью. Возможности метода продемонстрированы на примере восстановления структуры диэлектрической проницаемости тканей тела человека.

I. Введение

В известных методах томографии [1-2], обычно используется возможность приёма проходящего сигнала при просвечивании исследуемого объёма среды с разных сторон или селекции отражённого сигнала по глубине.

В данной работе исходными данными для анализа являются результаты измерений излучения неоднородной среды (полупространства $z \leq 0$) или отражённого от неё сигнала методом двумерного сканирования над поверхностью. Сканирование осуществляется при различных значениях некоторого параметра измерений (например, частоты), от которого зависит эффективная толщина слоя среды, в котором формируется принимаемое излучение. Задача в такой постановке приводит к решению трёхмерного интегрального уравнения 1-го рода. В данной работе удалось создать эффективный алгоритм для её решения в приближении, когда исходное уравнение представляет собой свёртку по поперечным координатам.

II. Основная часть

В сканирующей СВЧ томографии измеряемые в зависимости от параметра D двумерные распределения (изображения) связаны (по крайней мере, приблизительно) с объёмным распределением соответствующих параметров среды интегральным уравнением:

$$T_B(x, y, D) = \iiint_V K(x - x', y - y', z', D) T(x', y', z') d'x dy' dz' \quad (1)$$

где ядро уравнения K - аппаратная функция, $T_B(x, y, z)$ - измеренный сигнал, $T(x', y', z')$ - искомое распределение параметра среды. Зависимость ядра уравнения K от параметра D позволяет в принципе искать решение (1) относительно трёхмерного распределения T .

В данной работе предлагается алгоритм решения задачи, в котором используется тот факт, что двумерное Фурье-преобразование уравнения (1) по поперечным координатам приводит к одномерному интегральному уравнению относительно глубинных распределений компонент поперечного спектра:

$$T_B(k_x, k_y, D) = \int_{-\infty}^0 K(k_x, k_y, z', D) T(k_x, k_y, z') dz' \quad (2)$$

Если ядро уравнения и искомое решение имеют локальные носители, то можно периодически продолжить эти функции на всю плоскость и использо-

вать разложение в дискретный ряд Фурье так, как это делалось в задачах восстановления изображений [2]. Далее уравнение (2) решается как одномерное интегральное уравнение Фредгольма 1-го рода относительно глубинного профиля поперечного спектра $T(k_x, k_y, z')$ для каждой пары k_x, k_y в интервалах дискретного спектрального разложения. И, наконец, искомое решение $T(x, y, z)$ получается путём обратного Фурье-преобразования восстановленного поперечного спектра неоднородностей среды.

В задаче восстановления подповерхностного температурного распределения по радиометрическим измерениям эффективной яркостной температуры теплового излучения среды, принимаемого ближнепольной антенной, ядро уравнения (2) для случая однородной по диэлектрической проницаемости среды ε имеет вид:

$$K(z, k_x, k_y) = \tilde{K}(z) / \int_{-\infty}^0 \iint \tilde{K}(z, k_x, k_y) d^2k dz', \quad (3)$$

$$\tilde{K}(z, k_x, k_y) = |j_x(k_x, k_y)|^2 \cdot$$

$$\cdot \left[\frac{k_0^2 \varepsilon - k_x^2}{\sqrt{k_0^2 \varepsilon - k_x^2}} + \frac{k_x k_y}{\sqrt{k_0^2 \varepsilon - k_x^2}} + k_x^2 \right] \cdot e^{2 \operatorname{Im} \sqrt{k_0^2 \varepsilon - k_x^2} z},$$

где $k_0 = 2\pi/\lambda$, $k_x^2 = k_x^2 + k_y^2$, λ - длина волны в вакууме. Для двумерного однородного распределения тока в антенне $j_x = \text{const}$ в плоскости x - y в прямоугольнике $|x| < L_x$, $|y| < L_y$ получаем спектр вида:

$$j_x(k_x, k_y) = 4 j_x \frac{\sin k_x L_x / 2}{k_x} \frac{\sin k_y L_y / 2}{k_y}, \quad (4)$$

откуда можно видеть, что ядро уравнения K зависит от размеров ближнепольной антенны L_x, L_y . Эти размеры или частота измерений $\omega = 2\pi/\lambda$ могут использоваться в качестве параметра D , определяющего чувствительность измерений к глубинному распределению температурных неоднородностей среды.

СВЧ томография тканей тела

В более сложной задаче [2] активного зондирования подповерхностных неоднородностей диэлектрической структуры среды по измерениям коэффициента отражения R от ближнепольной антенны уравнения (1), (2) справедливы лишь в первом приближении теории возмущений, поэтому аппаратную функцию K лучше определять экспериментально.

На рис.1 представлены результаты сканирования приращения коэффициента отражения $\Delta R(x, y=0)$ от симметричных ($L_x, L_y = D$) ближнепольных антенн на длине волны $\lambda = 30$ см для тканей бедра человека по направлению x (от колена) в зависимости от их размера ($D = 0,5; 1, 3$ см). В этом направлении быстро

возрастала толщина подкожного жира d , тогда как вдоль y структура среды менялась незначительно. На рис.2 – восстановленная из решения (2) структура реальной части ε тканей бедра (разрез при $y=0$).

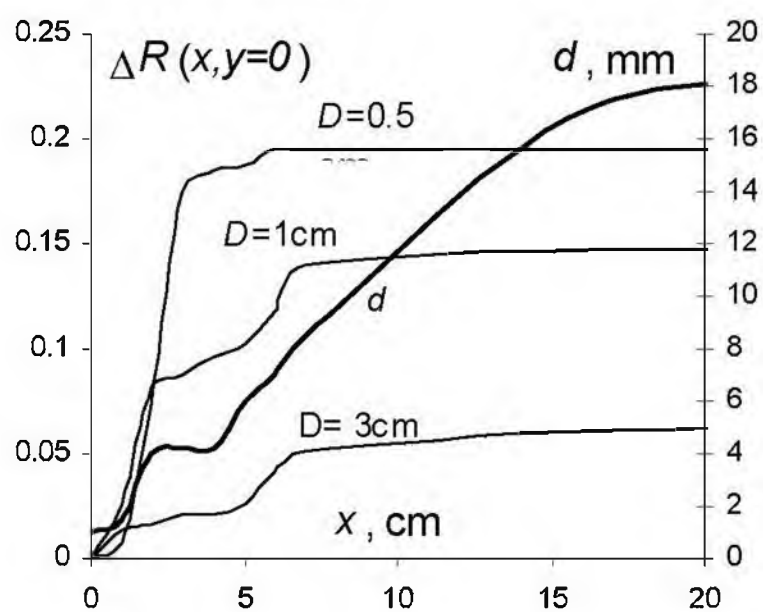


Рис. 1. $\Delta R(x, y=0)$ и толщина жирового слоя d вдоль бедра (разрез при $y=0$).

Fig. 1. $\Delta R(x, y=0)$ and the depth of the fat layer d along the hip (scanning at $y=0$)

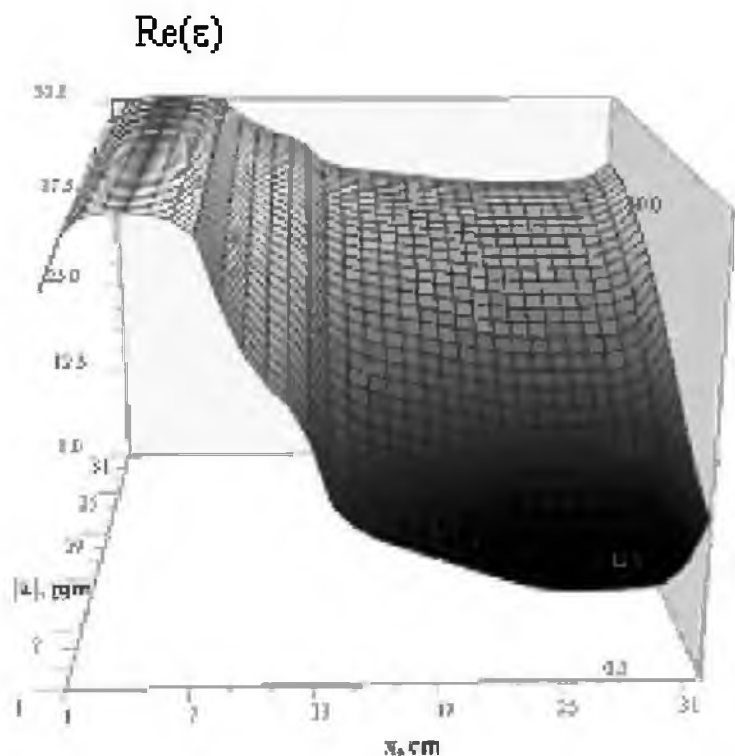


Рис. 1. Восстановленная структура реальной части ε тканей бедра (разрез при $y=0$).

Fig. 1. Retrieved structure of the real part of permittivity ε of hip tissues (section at $y=0$).

III. Заключение

Результаты показывают принципиальную осуществимость метода ближнепольной СВЧ томографии и перспективность применения созданного алгоритма при решении аналогичных задач физической диагностики.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (грант № 04-02-16120) и программам ОФН РАН «Проблемы радиофизики» и «Радиоэлектронные методы в исследовании природных сред и человека».

IV. Список литературы

- [1] Тихонов А.Н., Арсенин В.Я., Тимонов А.А. Математические задачи компьютерной томографии. - М.: Наука, 1987. - 158 с.
- [2] Gaikovich K.P. Inverse Problems in Physical Diagnostics. - N.Y.: Nova Science, 2004. - 372 p.

NEAR-FIELD MICROWAVE TOMOGRAPHY

Gaikovich K. P.

Institute for Physics of Microstructures RAS
GSP-105 Nizhny Novgorod – 603950, Russia
phone: (8312)675037, fax: (8312)675553
e-mail: gai@ipm.sci-nnov.ru

Abstract – Presented in this paper is the method for reconstruction of 3D parameters structure (temperature, permittivity) of absorbent half-space using the data of passive/active near-field microwave scanning over its surface. The method possibilities are demonstrated on the example of reconstruction of permittivity structure of human tissues.

I. Introduction

The method uses 2D scanning of thermal emission or reflection from inhomogeneous medium (half-space $z \leq 0$). The scanning should be carried at various parameter values (for example, frequency), that determines the effective depth of received signal shaping.

II. Main part

In the scanning microwave tomography, 2D distributions (images) measured at different values of D parameter depend (at least approximately) on the volume distribution of corresponding media parameters via the integral equation (1). Proposed in this paper is the algorithm, using 2D Fourier transform of the equation (1) on transverse coordinates, in order to get one-dimensional depth distribution of transverse spectral components.

If both kernel and exact solution of (2) have local supports, it is possible to continue those functions periodically and to use the discrete Fourier Transform in the same way as for the problems of images retrieval in the scanning probe microscopy [2].

Then equation (2) is solved for each pair of components κ_x, κ_y relative to $T(\kappa_x, \kappa_y, z')$ and, finally, the inverse Fourier Transform is used in order to obtain the desired solution $T(x, y, z)$.

In the problem of temperature subsurface sounding using radiometric measurements of the thermal emission received by a near-field antenna, the kernel of (2) for a homogeneous permittivity ε is expressed as (3), where $k_0 = 2\pi/\lambda$, $k_{\perp}^2 = k_x^2 + k_y^2$, λ is the wavelength in vacuum.

For a 2D homogeneous distribution of the current in the antenna $j_x = \text{const}$ in the plane x - y in the rectangle $|x| < L_x, |y| < L_y$ we have the spectrum (4), from which it is obvious that the kernel in (2) depends on the antenna sizes. The sizes or the measurement frequency $\omega = 2\pi/\lambda$ can be used as the parameter D that determines the sensitivity of measurements to the depth distribution of the temperature inhomogeneities inside the medium.

Microwave tomography of living tissues.

In the more complicated problem [2], such as active subsurface sounding of medium dielectric structure by measurements of reflection coefficient R of the near-field antenna, the equations (1), (2) are valid just in the first approximation of the perturbation theory. Hence, the point spread function K in (1) could be better determined experimentally.

Presented in Fig.1 are the results of the scanning of reflection coefficient increment $\Delta R(x, y=0)$ from symmetric ($L_x, L_y = D$) near-field antennas at wavelength $\lambda = 30$ cm for the human hip tissues in the direction x from the knee-cap at various antenna sizes ($D = 0.5, 1, 3$ cm). In this direction the fat thickness is sharply increased, whereas in the transverse direction y the medium structure remains practically unchanged. In Fig.2 one can see the retrieved structure of the real part of ε for the hip tissues (the section at $y=0$) from the solution of (1).

III. Conclusion

The results obtained prove feasibility of the method proposed. The method can be applied in solution of the same tasks of physical diagnostics.

РЕЗУЛЬТАТЫ РАЗРАБОТКИ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО РЯДА НОВЫХ ИЗДЕЛИЙ МЕДИЦИНСКОЙ ТЕХНИКИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СВЧ-ТЕХНОЛОГИЙ

Гудков А. Г., Леушин В. Ю., Терёшин С. Н.
ОАО «Концерн «Вега», ООО «Гиперион»
Кутузовский проспект, 34, Москва - 121170, Россия
Тел.: +7(095) 2490034, e-mail: giperion@pm.ru

Аннотация – Рассмотрены результаты разработки нового медицинского оборудования с использованием принципов ВЧ-сварки и СВЧ-нагрева.

I. Введение

Внедрение результатов фундаментальных исследований в области радиотехники и радиоэлектроники и, в частности, СВЧ-технологий, в опытно-конструкторские разработки современной медицинской аппаратуры позволяет качественно улучшить состав и существенно расширить номенклатуру действующего медицинского оборудования.

II. Основная часть

Работы по созданию современной наукоемкой медицинской техники на основе использования СВЧ-технологий проводились в двух направлениях:

- разработка и внедрение в серийное производство функционального ряда радиоэлектронных устройств для обеспечения герметизации полимерных контейнеров с компонентами крови и инфузионными растворами методом высокочастотной сварки;

- исследования, разработка и внедрение в исследовательскую базу медицины теплового оборудования на нетрадиционных теплоносителях для размораживания криоконсервированных биоматериалов с использованием методов СВЧ - нагрева.

В современных устройствах, предназначенных для герметизации полимерных контейнеров для заготовки и хранения крови и ее компонентов, используется принцип сварки полимерных материалов в высокочастотном электромагнитном поле. Этот способ герметизации обладает следующими преимуществами:

- воздействие на материал магистральной трубки полимерного контейнера высокочастотного электромагнитного поля приводит к разогреву и сплавлению полимерного материала без нагрева крови и, соответственно, без изменения ее состава;

- формирование сварного шва трубки производится в условиях компрессии материала трубки с помощью специальных электродов, при этом кровь выдавливается из зоны сварки, что гарантирует стерильность и герметичность шва, отсутствие контакта персонала с кровью при разделении контейнеров системы или при подготовке проб крови к исследованиям;

- герметизация трубок контейнеров методом сварки в высокочастотном электромагнитном поле обеспечивает высокую однородность полимерного материала в зоне шва и тем самым позволяет сохранить герметичность контейнеров при резком перепаде температур при проведении быстрого замораживания компонентов крови (плазмы), которое необходимо для сохранения активности прокоагулянтов (I, II, V, VIII:С факторов).

В результате практической реализации данного способа сварки полимерных материалов [1] разработан и внедрен в серийное производство функциональный ряд устройств «Гекон-С» и «Гекон-Б», имеющих различные модификации и предназначенных для герметизации полимерных контейнеров для заготовки и хранения компонентов крови. Устройства «Гекон-С» и «Гекон-Б» успешно прошли приемочные технические испытания в ВНИИМП «ВИТА», медицинские испытания в Гематологическом научном центре РАМН, НИИ Скорой помощи им. Н.Н. Склифосовского, ГВКГ им. академика Н.Н. Бурденко и рекомендованы Минздравом РФ к серийному производству и применению в медицинской практике. Принцип сварки полимерных материалов в высокочастотном электромагнитном поле используется также в высокочастотной установке для герметизации полимерных контейнеров с инфузионными растворами, которая прошла апробацию в НИИ трансплантологии и искусственных органов Минздрава РФ.

Решающим фактором при выборе СВЧ-излучения в качестве источника тепла для размораживания и разогрева криоконсервированных биопродуктов является более высокая, по сравнению с другими способами нагрева, равномерность распределения энергии по объему разогреваемого объекта [2-3]. Выполнение названных требований практически исключает возможность подвода тепла к размораживаемому объекту за счет непосредственного контакта с жидким или газообразным теплоносителем, а также с нагретой твердой поверхностью.

Конструкция СВЧ-установки для размораживания криоконсервированных биопродуктов представляет собой экранированную рабочую камеру, в которой смонтированы два излучателя. Применение двух излучателей, расположенных во взаимно перпендикулярных направлениях позволяет обеспечить, во-первых, достаточно высокую мощность в СВЧ-камере и, во-вторых, высокую равномерность электромагнитного поля. Мощность к каждому из двух излучателей подается от отдельного магнетронного СВЧ-генератора.

Контейнер для размораживания криоконсервированных биологических объектов представляет собой сосуд цилиндрической формы из диэлектрического материала, в котором размещен сетчатый контейнер из диэлектрика с отверстиями в дне и стенках.

В нижней части внешнего сосуда располагаются нагреватели для подогрева и расплавления парафина, занимающего практически весь объем сосуда. Для контроля температуры парафина предусмотрены датчики температуры, подключенные к измерителю-регулятору температуры, входящему в состав системы управления процессом размораживания. Для повышения равномерности СВЧ-нагрева биопродуктов предусмотрено вращение сосуда с пара-

фином совместно с входящим в него содержимым с помощью электропривода.

В соответствии с медико-биологическими требованиями, сформулированными совместно с НИИ Урологии МЗ РФ, проведены расчетно-теоретические и инженерно-технические исследования по размораживанию биопродуктов. Проведенные исследовательские испытания показали, что разработанная установка позволяет обеспечить требуемые значения параметров процесса размораживания (скорость нагрева биопродуктов до 100°C/мин при перепаде температуры по объему размораживаемого объекта не более 10°C).

III. Заключение

Высокая эффективность внедрения представленных выше результатов проведенных разработок обусловлена применением инновационных подходов, в том числе использованием стержневых технологий, а также сотрудничеством разработчиков с научными медицинскими учреждениями.

IV. Список литературы

- [1] Гудков А. Г., Жибурт Е. Б., Кошеваров Г. А., Леушин В. Ю. Оборудование для герметизации полимерных контейнеров для хранения крови и ее компонентов. Проблемы гематологии и переливания крови, 2002, № 3.
- [2] Бахрах Л. Д., Виноградный А. В., Гудков А. Г., Кипятков Ю. В., Леушин В. Ю., Терёшин С. Н., Мельников Л. Я. Тепловое оборудование блочного типа на нетрадиционных теплоносителях. Научно-технические технологии, 2001, № 5, т.2.
- [3] Гудков А. Г., Леушин В. Ю., Шашурин В. Д. Технологические процессы обработки материалов с помощью техники СВЧ. Известия ВУЗОВ. Машиностроение, 2003, № 3.

RESULTS OF UP-TO-DATE MEDICAL EQUIPMENT DEVELOPMENT USING MICROWAVE TECHNOLOGY

Gudkov A. G., Leushin V. Yu., Teryoshin S. N.
Joint Stock Company "Corporation "Vega"
HYPERION LTD

34 Kutuzovsky avenue, 121170 Moscow, Russia
Ph.: (095) 2490034, e-mail: giperion@nm.ru

Abstract – The paper deals with the results of new medical equipment development using HF welding and microwave heating.

I. Introduction

Introduction of basic research achievements in the field of radio engineering and radio electronics, in particular microwave technology, into R&D Works of modern medical equipment allows to enhance qualitative capability of the equipment and to enlarge considerably nomenclature of the active medical equipment.

II. Main Part

The works aimed at creating high technology medical equipment using microwave-technology have been carried out in two directions:

- development and introduction in full scale production of radio electronic devices for sealing polymeric containers using microwave welding.

- research, development and introduction in medical research field of heat equipment build upon untraditional heat carriers for defrosting cryopreserved biomaterials using microwave-heating technique.

This technique has the following advantages:

- HF electromagnetic field effect on header tube material of polymeric container results in heating and soldering of polymeric material without heating blood and correspondingly without changing its composition;

- forming of welded seam under tube compression using special electrodes, by way of pressing blood out of the weld zone in order to assure sterility and tightness of a seam, exclusion of the contact of the staff with blood during separating containers of the system or preparing the blood samples for tests;

- sealing of container tubes using weld technique in HF electromagnetic field provides high uniformity of polymeric material in the seam zone and thus preserving hermetic capability of containers under sharp temperature difference while freezing rapidly blood components (plasma).

Using polymeric materials welding, different modifications of «Gecon-C» and «Gecon-B» devices intended for sealing polymeric containers for procurement and storage of blood components have been developed and introduced in full-scale production.

The deciding factor in choosing microwave radiation, as source of heat for defrosting and warming up cryopreserved bio products is higher uniformity of energy distribution covering the object being heated as compared with other heating methods.

Construction of Microwave-installation (device) for defrosting cryopreserved bio products is shielded chamber, in which two radiators are mounted. Container for defrosting biomaterial is a cylindrical vessel made of dielectric material, in which mesh container with holes in the bottom and walls is placed. The heaters for heating and melting paraffin occupying overall volume of the vessel. For paraffin temperature control the temperature sensors are installed connected to measuring regulator embodied in a defrosting control system. Rotation of the vessel with paraffin and its bio materials provides higher uniformity of Microwave-heating of bio materials.

III. Conclusion

Innovation approaches including core technology as well as cooperation of developers with scientific and medical institutes have resulted in higher efficiency of introduction of abovementioned developments.

ПОДХОДЫ К ИСЛЕДОВАНИЮ БИОЦЕНОЗА КАК ПРИЁМОПЕРЕДАТЧИКА КВЧ ДИАПАЗОНА

Воторопин С. Д.*, Кожемякин А. М.**

* ОАО "НИИПП", ** ООО "Спинор"

г. Томск, Россия

e-mail: votoropin@mail.tomsknet.ru, spinor@tomsk.ru

Аннотация - В докладе представлено обоснование энергоспектральной взаимосвязи биообъекта в целом как приёмопередатчика электромагнитного излучения. Показано преимущество воздействия частот КВЧ диапазона по сравнению с НЧ и оптическим излучениями. Приводятся данные об аппаратной и медицинской реализации представленных методических подходов к исследованию биоценоза как радиоволнового приёмопередатчика.

I. Введение

Микроволновые технологии подразделяются [1-6] на высоко интенсивные и низко интенсивные, при которых не происходит нагрева обрабатываемых объектов. Для низко интенсивных технологий процессы теплообмена и теплопередачи с окружающей средой несущественны. При этом чрезвычайно важно знать радиофизические аспекты взаимодействия излучения с объектом для минимизации затрат электромагнитной энергии СВЧ. Выявлены пути снижения таких затрат при обработке семян [7].

В [3] приведены данные, показывающие, что предельно допустимые уровни электромагнитного излучения для ЭВМ превышают в 250 – 675 раз низкочастотные естественные фоновые поля, как по напряженности поля E (В/м), так и по магнитной индукции B (нТл), в нормируемых для ЭВМ полосах 0,005 – 400 кГц. Предельно допустимые уровни техногенного фона в диапазонах 0,03 – 300 МГц, 0,03 – 300 ГГц в 3000 – 400000 раз превышает максимально возможный естественный фон этого частотного диапазона.

Интересным представляется когерентное и некогерентное возбуждение от системы нескольких маломощных источников. Однако физиологические характеристики, лежащие в основе этих сообщений, являются спорными и не всегда корректно отражают реакцию биообъекта на спектральный состав, особенно, при длительном облучении. Известно, что общее состояние биообъекта определяется всем биообъектом (системой), а не отдельно взятой поверхностью или органом.

II. Основная часть

Задача настоящей работы - рассмотреть свойства биообъекта (ценоза), как приемника электромагнитного излучения длительно функционирующего при различных режимах облучения и на базе полученных результатов предложить подход для поиска оптимальных (безопасных) спектральных составов облучения. Свойства биообъекта можно классифицировать следующим образом:

1. Геометрические характеристики: структура растения - сложная изменяющаяся геометрия по времени и в пространстве, но функционирующая постоянно по местоположению, животные – сложная геометрия, изменяющаяся по времени и пространству и перемещающаяся в пространстве по местонахождению.

2. Электромагнитные характеристики: поглощающая способность, коэффициент отражения, градиент ослабления по вертикальному профилю.

3. Реакционные характеристики: особенности реакций: нелинейность по результату, различие от времени, места и типа биообъекта, свойства инерционности: адаптирующая реакция биообъекта от типа и длительности воздействия, критерий по длине волны.

Представленная классификация необходима для поиска методических подходов к обоснованию оптимального спектра излучения. Вводится функция энергоспектральной чувствительности биообъекта $H = F(A_0, \lambda)$. В соответствии с принципом Гротгауса [3] степень воздействия на биообъект определяется количеством энергии, хотя вероятнее важна энергия исходного (невозмущенного биообъектом) поля.

Информационная ценность электромагнитных полей (ЭМП), с точки зрения медицины, в различных диапазонах не одинакова и связана с частотой. Дело в том, что для резонансной системы, обладающей средним размером l , число резонансных частот возрастает с укорочением длины волны λ пропорционально отношению l/λ . А каждому резонансу соответствует свой характер распределения полей в системе, определяющий состояние системы. Возбуждая или синхронизируя систему биообъекта излучением разных частот, можно изменять его состояние, и наоборот, определяя частоты генерируемые биообъекта, а также составляющие их спектра, можно получить информацию о его состоянии. Резонансные частоты соответствуют различным резонансам в клеточных мембранах. Но величина l определяется не только частотой колебаний f , но и скоростью v распространения волны: $\lambda = v/f$. Меньшей скорости соответствует меньшая l и (для фиксированной l), большая величина отношений l/λ и большее число резонансных частот. В [9,10] показано, что скорость v акустоэлектрических колебаний приблизительно в 10^6 раз меньше скорости распространения ЭМП в свободном пространстве. Это означает, что информативность биологически активных частот КВЧ диапазона превышает информативность оптического диапазона примерно в 10^2 раз т.к. акустоэлектрические волны с присущим им огромным с замедлением в оптическом диапазоне могут иметь место лишь при температуре абсолютного нуля.

Возможности регистрации большого числа резонансов с малыми дискретами по частоте $\Delta f \sim v/l$, в немалой степени содействует то, что относительно небольшие активные потери в липидном слое мембран в КВЧ диапазоне ещё не препятствуют различаемости отдельных резонансов, определяющих разные, но достаточно близкие состояния. А это – с одной стороны позволяет биообъекту осуществлять тонкую регулировку своего функционирования, а с другой – позволяет, в принципе, на основе частот генерируемых в организме колебаний и распознавания составляющих их спектра, получать детальную информацию о его работе. Информационная ценность КВЧ диапазона для организма, с их ограниченными энергетическими ресурсами, определяется не только

его информативностью, но и энергетическими затратами. Если для низкочастотных диапазонов, для которых $hf \ll kT$ доминирующими являются тепловые шумы, а информационная ценность возрастает пропорционально f , то для частот $hf \gg kT$ доминирующими являются квантовые шумы, определяемые дискретным характером излучения, и положение меняется на обратное. Для $hf \gg kT$, необходимо определенное число квантов. Поэтому энергия, необходимая для уверенной передачи одной и той же информации, возрастает пропорционально f , что приводит к снижению информационной ценности диапазона. Для КВЧ диапазона hf лишь приблизительно на порядок меньше kT , так, что энергетические затраты на обеспечение определённого объёма информации в этом диапазоне минимальны. Итак, информационная ценность КВЧ для изучения процессов в биообъектах велика, как вследствие малых v ($\sim 10^6$ раз меньше, чем в свободном пространстве), так и вследствие малых энергетических затрат на возбуждение колебаний на резонансных частотах, определяющих состояние биообъекта.

Высокая эффективность использования КВЧ колебаний для восстановления биоэнергетического гомеостаза, связана с тем, что используемые сигналы генерируются самим биообъектом. КВЧ восстанавливают информационно-управляющую систему организма, его основные сферы: психическую, эмоциональную и соматическую. После своего восстановления она способна оптимальным образом мобилизовать внутренние резервы биообъекта для устранения в нём нарушений. С этим связаны также и наблюдаемые при использовании медицинских энергоинформационных модуляторов полнота оздоровления биообъекта, возможность относительно быстрого излечения крайне тяжёлых нарушений при отсутствии побочных эффектов.

Предложен новый тип энергоинформационного модулятора, использующего кристалл диода Ганна [11-15], который в отличие от носителей традиционно применяемых в гомеопатии имеет ряд преимуществ, а именно, обеспечивает запись - воспроизведение частотно-волновых аналогов (ЧВА) исходных препаратов в широком диапазоне частот, вплоть до оптического. Разработана технология усиления частотного спектра, записанного на носитель сигнала. Предложенный носитель обладает высокой устойчивостью записанного сигнала к воздействию внешних факторов внешней среды и может применяться многократно. С помощью данного носителя терапия проводится быстро и высокоэффективно, поскольку она проводится целенаправленно на орган - мишень, что обеспечивается подбором рецептуры с включением органолептических и аутонозов. Терапия проводится на уровне клетки и её белковых структур, что обеспечивается записью-воспроизведением КВЧ частот исходных препаратов на носитель, при этом доза воздействия на организм подбирается индивидуально. Терапия данным устройством полностью соответствует концепциям и принципам гомеопатологии, основателем которой является Х. Реккеверг и представляет собой технологию, основанную как на современной КВЧ-терапии, гомеопатологии, так и на концепции традиционной китайской медицины.

Проведенные исследования [2] показывают, что морфологические изменения характерны только при облучении целостного организма. Это подтверждает биоинформационный характер низкоуровневого, нетеплового воздействия на организм, как сложную са-

моорганизующую систему. Считается, что передача сигнала электромагнитного излучения диапазона крайне высоких частот выполняется по сложно разветвленной, запараллеленной системе биоинформационных каналов, ибо нет однозначного (связанного) соответствия биологически активной точки (контрольной точки приемной радиосистемы) с исполнительным органом - клеткой или агрегацией клеток. Кроме того, технически сложно локализовать воздействие электромагнитного излучения на единичную биологически активную точку. Затрудняет положение наличие сложной связи (сети) информационных каналов связи всех органов и систем между собой.

Оптимизация процесса коррекции биоэнергетики достигается тем, что при использовании информационного кристалла имеется возможность включать, изменять и дополнять гомеостатический банк модулятора в зависимости от задач и целей терапевтического процесса. В результате этой возможности терапия информационным кристаллом может быть полихрестно-этиологической, патогенетической, органолептической, и симптоматической одновременно. Терапия неразрывно связана с электропунктурной диагностикой и меридиональным тестированием, что позволяет проводить эффективную биоэнергетическую коррекцию вторичных взаимосвязей организма. Причем эта коррекция проводится в течении нескольких часов. Применяя экспресс-коррекцию биоэнергетики, у больных удается ускорить лечебный процесс в несколько раз по сравнению с другими видами низкоинтенсивной терапии. Информационный кристалл автономен, не требует подзарядки и питания. При этом кристалл генерирует постоянно заданную лечебную информацию в инверсии. Модулятор может применяться контактно с кожей или слизистой поверхностью, или энтерально. Им можно потенцировать инфузионные растворы, а также жидкости, используемые больными для питья. Предложенный способ терапии обладает полилечебным действием и спектр его применения очень широк. Это внутренние болезни, хронические и часто рецидивирующие заболевания, гастроэнтерология, артрология, профессиональные заболевания, психиатрия [15-17]. Применение новой технологии позволяет решать вопросы до сих пор incurable состояний. Создана технология лечения панкреатитной недостаточности [18], синдрома хронической усталости [19], сахарного диабета [20], наркомании [21-23], при этом без применения фармакопрепаратов она позволяет решать вопросы выведения наркомана из абстиненции и снятия психической зависимости в дальнейшем. В настоящее время новая технология применяется при лечении эпилепсии, неврозов, гипертонической болезни, описторхоза, туберкулеза и других трудноизлечимых болезней.

Для приготовления различных разведений частотно-волновых аналогов исходных препаратов и проведения записи аналога на кристалл применяется аппарат "Стелла-1" [24].

III. Заключение

Высокая эффективность КВЧ излучения для восстановления полноценного функционирования биообъекта обусловлена, на взгляд авторов тем, что биообъекты являются самоорганизующимися передатчиками сигналов этого диапазона, и при минимальных энергетических затратах обеспечивает максимальную информационную ценность для обес-

печеня функционирования биообъекта. Интересна гипотеза о связи между биообъектами, используя систему биологически активных точек, как элементы активной фазированной решетки в КВЧ диапазоне [8].

IV. Литература

1. Г. А. Морозов, Ю. Е. Седельников. Низкоинтенсивные микроволновые технологии. Принципы и реализация. Материалы 11-ой Международной конференции "СВЧ техника и телекоммуникационные технологии" 10-14 сентября 2001 года, Севастополь, Украина, С.24-25.
2. Т. И. Суботина, А. А. Яшин. Экспериментально – теоретическое исследование КВЧ – облучения открытой печени прооперированных крыс и поиск новых возможностей высокочастотной терапии. Журнал "Физка волновых процессов и радиотехнические системы", т. 1, N2 – 3, 1998 г. изд. Самарского университета, г. Самара, с.114 – 120.
3. О. И. Маслов. Характеристики техногенного электромагнитного фона. Там же, с.120 – 124.
4. В. А. Неганов, Г. П. Яровой. Математические основы испытаний радиоэлектронных материалов, средств и живых организмов в экранированных СВЧ -, КВЧ – камерах. Там же с.67 – 83
5. Б. И. Давыдов, В. С. Тихончук, В. В. Антипов. Биологическое действие, нормирование и защита от электромагнитного излучения. М. Энергоиздат.1984.176.
6. Н. С. Печеркин. Энергия и жизнь. Новосибирск, "Наука", 1988 г.
7. Н. Е. Стахова. Разработка методов и средств управления микроволновыми технологическими установками. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук КГТУ им Туполева, Казань, 2000 г.
8. Юрченко В. И. Биоценоз как радиофизический приемопередатчик. В печати.
9. Девятков Н. Д., Голант М. Б., Бецкий О. В. Миллиметровые волны и их роль в процессах жизнедеятельности. М.: Радио и связь, 1991, -169 с.
10. Бецкий О. В., Кислов В. В., Лебедева Н. Н. Миллиметровые волны и живые системы, "Сайнс-Пресс", М, 2004, - 271 с.
11. Воторопин С. Д., Юрченко В. И., Кожемякин А. М. Диод Ганна, патент РФ № 2064718 МПК H01L 47 / 02, публ. Б. И. № 21, от 27 июля 1996 г.
12. S. D. Votoropin, G. F. Kovtunen - Auto-nomus Equipment for Information-Wave Therapy, - 1-st International Congress, S.-Peterburg, July, 1997, pp. 172-
13. Воторопин С. Д., Кожемякин А. М. Устройства оптического и КВЧ диапазонов длин волн для физиотерапии. Электронная промышленность., вып. 1-2, 1998 г. стр. 178-181.
14. Воторопин С. Д., Кожемякин А. М. Патент РФ № 2141856 по заявке № 97104506 от 3. 03. 97 г., МПК А61N 5 / 02. Зарег. 27.11.1999 г. Устройство информационно - волновой терапии.
15. А. М. Кожемякин, И. Л. Брандт, В. И. Михайлов. Способ и устройство для лечения патологических состояний организма, патент РФ № 2141304.
16. Воторопин С. Д., Лян Н. В., Лян В. Н. КВЧ-терапия хронических заболеваний. IV-я Международная НТК "Электродинамика СВЧ и КВЧ", 14-18 сентября 1999 г., Самара.
17. Агапова И. Д., Агапов Ю. К., Воторопин С. Д. Использование КВЧ - пунктуры в сочетании с минерально-аминокислотным комплексом у больных с часто рецидивирующими заболеваниями. Труды 10-го Симпозиума "Миллиметровые волны в медицине и биологии", М., 1995, с. 81-82.
18. Лян Н. В., Воторопин С. Д., Лян В. Н. Патент РФ № 2148984 по заявке № 97111470/14 (012380) МПК6 А61N 5/02, Н 39/08. Зарег. 20.05.2000 г. Способ лечения хронического панкреатита".
19. Воторопин С. Д., Лян Н. В., Лян В. Н. Патент РФ № 2171698 заявке № 98111449 / 20 (012380) МПК6 А61N 5/00,5/02. Зарег. 10.08.2001 г. Способ лечения синдрома хронической усталости.
20. Попов Б. М., Воторопин С. Д. Применение КВЧ в лечении тяжёлого осложнения сахарного диабета – диабетической стопы. Миллиметровые волны в биологии и медицине, -М., вып.5,1995, с. 51
21. И. Л. Брандт, В. И. Михайлов, А. М. Кожемякин. Новый метод биорезонансной терапии эфедроновой наркомании. "Российский психиатрический журнал", 1999.
22. Воторопин С. Д., Лян Н. В., Лян В. Н. Патент РФ № 2222313 по заявке № 99125726/14 от 06.09.1999 МПК7 А61Н 39/08, А61 N 5/02. Зарег. 27.01 2004 г. Способ лечения токсикоманий.
23. Глазырина Н. И., Аболонин А. Ф., Воторопин С. Д. Использование волн мм диапазона в терапии синдрома лишения при опиантной зависимости. Сборник докладов 13-й Международной Крымской конференции "CriMiCo-2003", Севастополь, стр. 93-94.
24. Реф. № 95/311-198. Государственный Реестр медицинских изделий. Под ред. Носковой Т. И., Минздравмедпром, Изд-во "Книжная палата", М., 1995. С. 185.

APPROACHES TO BIOCEANOSE INVESTIGATIONS AS MM-RANGE TRANSCIEVER

Votoropin S. D.*, Kozhemyakin A. M.**

*Open Society "NIIPP"

**Open Company "Spinor"

Tomsk, Russia

votoropin@mail.tomsknet.ru, spinor@mail.ru

In the report the substantiation of energy-spectral bio-object interrelation as a whole is submitted as transceiver of electromagnetic radiation. Advantage of MM range frequency is shown in comparison with low frequency and optical radiation. The data are cited on hardware and medical realization of the submitted methodical approaches to bioceanose research as radio wave transceiver.

The task of the present work is to consider properties of a bio-object (ceanose) as a receiver of electromagnetic radiation being longly irradiated and functioning at various irradiation modes and on the basis of the received results to offer the approach for search of optimum (safe) spectral structures of an irradiation. Properties of bio-object can be classified as follows:

1. Geometrical characteristics: structure of a plant - complex varying geometry on time and in space, but functioning constantly on a site, animal - the complex geometry varied on time and in space and moving in space on a site.

2. Electromagnetic characteristics: absorption ability, factor of reflection, a gradient of weakening on a vertical structure.

3. Reactionary characteristics: features of reactions: non-linearity by result, distinction from time, places and type of bio-object, property of sluggishness: adapting reaction of bio-object from type and duration of influence, criterion on wave length.

The new type of an energy informational modulator has been offered using of Gunn diode chip [11-15] which as against of carriers traditionally used in homeopathy has a number of advantages, namely, provides record – reproduction of frequency-wave analogues (FWA) of initial preparations in a wide frequency range, up to optical band. The technology of amplification of the frequency spectrum which has been written down on the signal carrier is developed. The offered carrier has high stability of the written down signal to influence of external factors of an environment and can be applied repeatedly.

High efficiency of MM oscillations usage for restoration of bio-energy informational homeostasis is connected by that used signals are generated by bio-object. MM waves restore informational and control system of an organism, its basic spheres: mental, emotional and somatic. After the restoration it is capable to mobilize in the optimum image internal reserves of bio-object for elimination of infringements in it. Completeness of bio-object improvement, an opportunity of fast treatment of the heaviest infringements at absence of side effect are related to well observable at use of medical energy informational modulators.

Besides high efficiency of MM range radiation for restoration of high-grade functioning bio-object is caused, on a sight of authors by that bio-objects are self-organizing transceivers of signals of this range, and at the minimal power expenses provides the maximal information value for maintenance of bio-object functioning. The hypothesis about connection between bio-objects is interesting, using system of biologically active points, as elements of the active phased array in MM range.

ВЛИЯНИЕ МИЛЛИМЕТРОВОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ НЕТЕПЛОЙ ИНТЕНСИВНОСТИ НА МОРСКИЕ СВЕЯЩИЕСЯ БАКТЕРИИ

Дрокина Т. В.¹, Попова Л. Ю.², Битехтина М. А.¹, Петраковский Г. А.¹, Великанов Д. А.¹

¹Институт физики им. Л. В. Киренского СО РАН

²Институт биофизики СО РАН

Академгородок, Красноярск – 660036, Россия

Тел.: +7(3912)494539; e-mail: tvd@iph.krasn.ru

Аннотация – Изучены некоторые особенности воздействия миллиметрового электромагнитного поля нетепловой интенсивности на светящиеся бактерии *Photobacterium leiognathi*, штамм 54.

I. Введение

Уникальная способность светящихся бактерий испускать свет дает возможность изучать механизмы воздействия на них физических факторов, в том числе электромагнитного излучения [1]. В докладе приводятся результаты исследования воздействия миллиметрового электромагнитного поля нетепловой интенсивности на морские светящиеся бактерии *Photobacterium leiognathi*, штамм 54. Актуальность проблемы взаимодействия слабого электромагнитного поля с биологическими объектами обусловлена, с одной стороны, отсутствием теоретической модели индуцированных эффектов, с другой стороны, неполнотой имеющегося хорошо воспроизводимого экспериментального материала [2-4]. Привлекает внимание естествоиспытателей к биологическим эффектам также возможность применения низкоинтенсивного миллиметрового излучения в качестве лечебного средства в терапии [2].

II. Основная часть

После культивирования в полной среде (состав среды: на 100 мл дистиллированной воды 0,02 г – $MgSO_4$; 0,6 г – Na_2HPO_4 ; 0,1 г – KH_2PO_4 ; 3 г – $NaCl$; 0,065 г – цитрат Na ; 0,05 г – $(NH_4)_2SO_4$; 0,5 г – пептон; 0,3 г – глицерин) на бактериальную культуру воздействовали электромагнитным излучением, частота которого 42,2 ГГц и интенсивность 4-6 мкВт/см². При этом часть клеток находилась при таких же условиях, но не подвергалась электромагнитному облучению (контрольный образец). Сравнение интенсивностей биолюминесценции облученных клеток и клеток в контроле и изучение их в динамике позволило выявить изменения, индуцированные электромагнитным полем, особенности которых рассматриваются в докладе.

На рис. 1, в качестве примера, показаны кривые изменения интенсивности биолюминесценции облученной (кривая 1) и необлученной (кривая 2) культуры клеток светящихся бактерий *Photobacterium leiognathi* с течением времени после завершения сеанса облучения, продолжавшегося в течение 10 часов. В процессе периодического культивирования интенсивность свечения зависит от фазы роста бактерий. Для эксперимента, результаты которого представлены на рис. 1, в процессе культивирования выбирались клетки с высокой активностью метаболических процессов. Однако условия их благоприятного обитания были нарушены повышением концентрации соли $NaCl$ в питательной среде с 3% до 5%. Интенсивность сигнала биолюминесценции клеток в контроле в данном случае превышает интенсивность свечения облученных клеток.

В докладе также приводятся данные экспериментов, проведенных при различных условиях облучения, состояниях культуры клеток и составах среды их обитания. Наиболее важными представляются следующие результаты:

а) Бактериальная люминесценция, отражающая метаболические процессы в клеточной культуре, чувствительна к воздействию миллиметрового электромагнитного поля нетепловой интенсивности.

б) Эффекты, индуцированные низкоинтенсивным электромагнитным полем, зависят от состояния бактериальной культуры клеток (стадия роста бактерий, состав питательной среды).

в) Замечено, что индуцированные микроволнами эффекты, проявляющиеся в изменении биолюминесценции, зависят также от времени воздействия на биологический объект нетеплового электромагнитного излучения. При воздействии облучения в течение 12 часов знак индуцированного эффекта изменяется на противоположный, т.е. сигнал биолюминесценции облученных клеток выше сигнала клеток в контроле (15 часов облучения).

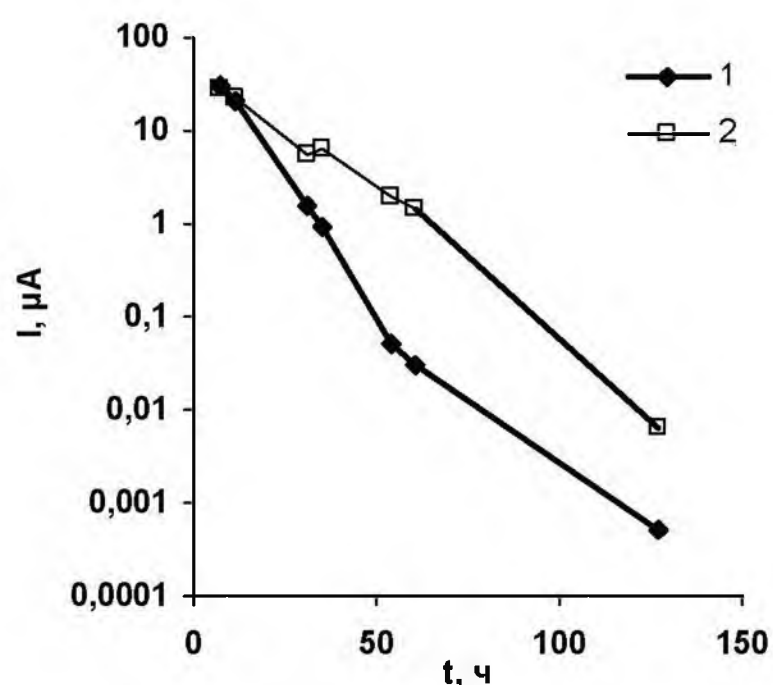


Рис. 1. Изменение интенсивности биолюминесценции I после 10 часов воздействия электромагнитного излучения на активную культуру клеток (кривая 1) и клеток в контроле (кривая 2). t – время после облучения.

Fig. 1. Changes in bioluminescence intensity I after 10-h exposure of active cells (the line 1) and the same cells in control (the line 2). t – time after irradiation

В работах [5, 6] приводились данные о том, что в некоторых бактериях обнаружены магнитные частицы (например, кристаллы магнетита). Методом СКВИД – магнитометрии проведено исследование изучаемых в данной работе клеток бактериальной культуры *Photobacterium leiognathi*, о чем также сообщается в докладе. Измерения были выполнены на

СКВИДЕ SE/X 2544 при температуре 77 К. Чувствительность метода: $1 \cdot 10^{-7}$ Гс·см⁵. В среде с морскими бактериями присутствие магнитных частиц не обнаружено, т. е. механизм воздействия излучения на магнитные частицы может, по-видимому, не приниматься во внимание при рассмотрении индуцированного электромагнитным полем изменения биolumинесценции изучаемых бактерий.

III. Заключение

Таким образом, исследованы некоторые особенности взаимодействия низкоинтенсивного миллиметрового излучения с морскими светящимися бактериями *Photobacterium leiognathi*, штамм 54. Показано влияние нетеплового электромагнитного излучения на метаболические процессы, протекающие в клетках. При увеличении длительности воздействия внешнего фактора знак индуцированного электромагнитным полем эффекта изменения интенсивности биolumинесценции меняется. Представляет интерес изучение влияния электромагнитного излучения на свойства среды обитания бактерий.

Результаты экспериментов, по-видимому, подтверждают необходимость разработки и определения научно-обоснованных безопасных норм для технического персонала, работающего на установках, генерирующих электромагнитное излучение миллиметрового диапазона длин волн. Данные описанных экспериментов могут также оказаться полезными при рассмотрении вопросов, связанных с использованием миллиметрового излучения в медицине.

IV. Список литературы

- [1] Дрокина Т. В., Попова Л. Ю. Действие миллиметровых электромагнитных волн на люминесценцию бактерий. *Биофизика*, 1998, т. 43, в. 3, с. 522-525.
- [2] Бецкий О. В., Кислов В. В., Девятков Н. Д. Миллиметровые волны низкой интенсивности в медицине и биологии. *Зарубежная радиоэлектроника*, 1996, №12, с. 3-15.
- [3] Kaiser F. External signals and internal oscillation dynamics: biophysical aspects and modeling approaches for interactions of weak electromagnetic fields at the cellular level. *Bioelectrochemistry and Bioenergetics*, 1996, v. 41, p.3-18.
- [4] Бинги С. В., Савин А. В. Физические проблемы действия слабых магнитных полей на биологические системы. *УФН*, 2003, т.173, №3, с.265-300.
- [5] Blakemore R. Magnetotactic Bacteria. *Science*, 1975, v.190, № 3, p. 377-379.
- [6] Frankel R. B., Blakemore R. P., Wolfe R. S. Magnetite in Freshwater Magnetotactic Bacteria. 1979, v. 203, № 4387, p.1355-1356.

NONTHERMAL MILLIMETER ELECTROMAGNETIC FIELD EFFECT ON THE MARINE LUMINOUS BACTERIA

Drokina T. V.¹, Popova L. U.², Bitekhtina M. A.¹,
Petraikovskii G. A.¹, Velikanov D. A.¹
¹ Institute of Physics SB RAS
² Institute of Biophysics SB RAS
Akademgorodok, Krasnoyarsk 660036, Russia
Ph.: (3912)494539, e-mail: tvd@iph.krasn.ru

Abstract – Results of nonthermal intensity millimeter electromagnetic field effect on the marine luminous bacteria are presented.

I. Introduction

The unique ability of luminous bacteria to emit light provides an opportunity for study of effects induced by electromagnetic fields. We have studied nonthermal intensity millimeter electromagnetic field effect on marine luminous bacteria *Photobacterium leiognathi*, strain 54. The millimeter electromagnetic fields have a therapeutic effect but mechanisms of biological effects are not well known due to weak electromagnetic field exposure.

II. Main Part

The bacteria culture was exposed to the electromagnetic radiation (frequency of 42.2 GHz and intensity 4-6 mW/cm²) (an experience specimen). The part of these cells was under the same conditions but without exposure to electromagnetic field (a control specimen). The comparison of the bioluminescence intensity of the irradiating bacterial cells and the control cells makes it possible to detect the changes induced by electromagnetic field.

The following results have been obtained:

- a) The bacterial luminescence is sensitive to millimeter electromagnetic field of non thermal intensity
- b) The effects induced by electromagnetic radiation depend on bacterial cells metabolic activity (phase of bacterial growth, culture medium composition).
- c) It should be noted that the microwave-induced effects of the changes in bioluminescence intensity are depended on the exposure time.
- d) There are no magnetic particles in the bacterial culture *Photobacterium leiognathi*, strain 54.

III. Conclusion

Therefore, the peculiarities of effects induced by electromagnetic radiation of the millimeter wavelengths and nonthermal intensity on the marine luminous bacteria *Photobacterium leiognathi*, strain 54 were studied. The results can be used for medical and ecological applications.

РАДИОТЕРМОМЕТРИЧЕСКИЙ КОНТРОЛЬ МЕТАБОЛИЗМА В МЫШЦАХ И ТКАНЯХ ПОСЛЕ ИК-ВОЗДЕЙСТВИЯ ПРИ КОНСЕРВАТИВНОМ ЛЕЧЕНИИ ЗАБОЛЕВАНИЙ ПОЗВОНОЧНИКА

Сакало С. Н., Булгаков В. И., Азархов А. Ю.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники (ХНУРЭ)
проспект Ленина, д.14, Харьков – 61166, Украина
Тел.: +38(057) 7021478; e-mail: rtf@kture.kharkov.ua

Аннотация – С использованием метода СВЧ радиотермометрии проведен динамический контроль метаболизма в тканях и мышцах пациентов, проходящих консервативное лечение заболеваний позвоночника.

I. Введение

Применение инфракрасного облучения в лечении, профилактике и оздоровлении имеет глубокие исторические корни у всех народов мира. В зависимости от народных традиций у разных народов изменяются только формы, а содержание остается одинаковым. Но для дозированного и контролируемого применения данного лечения трудно выбрать метод, который позволяет объективно контролировать воздействие, быть неинвазивным и быстрым. Такой контроль можно производить с помощью измерения яркостной температуры, которая объективно отражает энергетические процессы в тканях и органах, и оценивать конечный результат энергетического воздействия на организм в целом. Неинвазивным методом быстрого измерения яркостной температуры является СВЧ термометрия.

II. Основная часть

Настоящая работа посвящена динамическому контролю применения сауны, в частности ИК-излучения, в санаторно-курортном лечении заболеваний позвоночника. Контроль производился при помощи радиотермометра РТ-01-«Наталка», технические характеристики которого приведены в таблице 1.

Таблица 1.

Table 1.

Параметр	Величина
Диапазон измеряемых температур, °С	28-60
Точность измерения внутренней температуры, °С	±0,2
Рабочая длина волны, см	7,5
Потребляемая мощность от сети 220 В 50 Гц, Вт	18
Габаритные размеры:	
- блока обработки информации, мм	190x140x50
- радиотермометрического блока, мм	220x60x55
Масса комплекта, кг	2

Измерялась яркостная температура в мышечных тканях нижних конечностей. Исследования проводились при средней температуре 30° С, что соответствует длине волны $\lambda=8$ мкм.

Как показано в [1], ИК-излучение в биологических тканях не распространяется. Около 98% ИК-излучения поглощается скин-слоем кожи (поверхностным слоем), а далее передается вовнутрь за счет теплопередачи, а само вглубь не проходит. А на гра-

нице «биоткань - окружающая среда» происходит отражение излучения, связанное с излучательной способностью тела.

Инфракрасное излучение, взаимодействуя с поверхностным слоем кожи, воздействует на тепловые рецепторы кожи, количество которых составляет примерно от 3000 до 4000. При повышении внешней температуры система терморегуляции начинает обрабатывать сигналы для охлаждения организма, усиливается процесс потоотделения, поэтому температура кожи изменяется незначительно и не несет информации о процессах изменения метаболизма.

Динамику процессов жизнеобеспечения организма отражает внутренняя, яркостная температура, которая является интегральной оценкой энергетических процессов на клеточном уровне. Яркостная температура равна:

$$T_{я} = \alpha \int_{-\infty}^0 T(z) \cdot e^{\alpha z} dz,$$

где $T(z)$ - функция распределения термодинамической температуры по оси z , нормальной к поверхности кожи; α - показатель затухания (1/см).

Эта функция для здоровых тканей аппроксимируется выражением:

$$T = T_K + (T_{ВН} - T_K) \cdot (1 - e^{-\beta z}),$$

где T_K - температура поверхности кожи; $T_{ВН}$ - температура внутри биообъекта на большой глубине z , где она может считаться установившейся; β - показатель при экспоненте $e^{-\beta z}$ (1/см).

В результате получаем:

$$T_{я} = T_K + (T_{ВН} - T_K) \beta / (\beta + \alpha).$$

Для мышечной ткани при использовании длины волны около 30 см величины β и α составляют 0,8 и 0,7 см⁻¹ соответственно. Тогда $\beta / (\beta + \alpha) \approx 0,5$, то есть при изменении температуры кожи на 1° С яркостная температура изменится на 0,5° С, что в ряде случаев влияет на диагностическое заключение [1].

Измерение яркостной температуры производилось в трех симметричных точках нижних конечностей. Выбор именно этих точек обосновывается следующим образом: первая точка – наружный квадрант ягодицы – система внутренней подвздошной артерии, была принята базовой. Вторая точка – середина бедра, третья – область икроножных мышц (как самый уязвимый участок, где наиболее часто возникает нагрузочная ишемия).

Исследования проводились в положении лежа на животе после измерения артериального давления. Показания радиотермометра заносились в карту ра-

диометрии с анатомическими ориентирами. После выхода из сауны производились повторные замеры.

В исследованиях принимали участие 21 пациент от 37 до 68 лет, из них 11 женщин и 10 мужчин. В зависимости от возраста пациенты были разделены на две возрастные группы: до 40 и после 40 лет.

Для группы до 40 лет у 19 пациентов средняя температура в левой ноге была выше, чем в правой (таблица 2). Причем после нагрева это соотношение оставалось неизменным. У двух пациентов средняя внутренняя температура в обеих ногах была одинаковой. Как видно из таблицы, средняя температура понизилась на $0,085^{\circ}\text{C}$. Для группы пациентов после 40 лет, понижение температуры составило $0,18^{\circ}\text{C}$. Это связано с возрастными особенностями пациентов и, в частности, нестабильностью сердечно-сосудистой системы, которая четко прослеживается в процессе измерения и выражается повышенной флуктуацией показаний радиотермометра, особенно до ИК-облучения. После ИК-облучения показания температуры у всех пациентов становятся более стабильными.

Таблица 2.

Table 2.

Группа пациентов до 40 лет				
До прогрева		После прогрева		$\Delta, ^{\circ}\text{C}$
Левая нога, $^{\circ}\text{C}$	Правая нога, $^{\circ}\text{C}$	Левая нога, $^{\circ}\text{C}$	Правая нога, $^{\circ}\text{C}$	
30,175	29,83	29,37	29,05	0,085
0,345		0,25		
Группа пациентов после 40 лет				
Левая нога, $^{\circ}\text{C}$	Правая нога, $^{\circ}\text{C}$	Левая нога, $^{\circ}\text{C}$	Правая нога, $^{\circ}\text{C}$	0,18
29,81	29,47	29,2	29,04	
0,34		0,16		

III. Заключение

Таким образом, яркостная температура отличается от поверхностной своим постоянством и отражает истинное значение, которое характеризует метаболизм внутренних тканей. Простота, высокая информативность, неинвазивность выгодно отличает радиотермометрический метод измерений от других методов функциональной диагностики. Перечисленные возможности метода радиотермометрии дают основание рекомендовать его как ценный неинвазивный метод для широкого применения. В процессе измерений можно не анализировать сложных процессов, происходящих в системе терморегуляции, т.к. с помощью радиотермометрии появляется возможность проследить процессы метаболизма непосредственно в мышцах и тканях. Причем такая схема измерений остается универсальной при других воздействиях (световых, магнитных, химических и др.). Контроль может производиться непосредственно на уровне обмена в клетках организма, не применяя дорогостоящих методик, - необходимо только иметь практические наработки по анализу полученных результатов. Подробного рода практические наработки имеются в работе [2].

IV. Список литературы

- [1] *Радиотермография как метод диагностики в медицине*/Вайсблат А.В. – М.: Издатель НЦЗД РАМН, 2003. – 80 с.
 [2] *Рахлин В. Л., Алова Г. Е.* Радиотермометрия и ее применение в диагностике облитерирующего атеросклероза аорты нижних конечностей//Препринт. – Горький, НИР-ФИ, 1987. - 50 с.

RADIOTHERMOMETRIC CONTROL OF METABOLISM IN THE MUSCLES AND TISSUES AFTER IR-EXPOSURE IN CONSERVATIVE TREATMENT OF SPINE DISEASES

Sakalo S. N., Bulgakov V. I., Azarkhov A. Yu.
Kharkov National University of Radioelectronics
 (KhNURE)

14, Lenin Ave. Kharkov, 61166, Ukraine

Ph.: +38(057) 7021478, e-mail: rtf@kture.rkharkov.ua

Abstract – Control of metabolism in tissues and muscles of the patients, taking conservative treatment of spine diseases was carried out using UFH radiothermometry method.

I. Introduction

For the metered and controlled use of infrared irradiation in the treatment, prevention and rehabilitation noninvasive and fast method of control is required. This type of control may be carried out by means of noninvasive UHF thermometer that measures luminance temperature. It is adequately represents energy processes in the tissues and organs and allows estimation of the result of energy influence on human body in general.

II. General

The present work deals with dynamic control of sauna application, particularly IR-radiation in the process of sanatorium-resort treatment of the spine. Control was carried out by means of radiotermometer PT-01-«Natalka». Luminance temperature in muscle tissues of lower limbs was measured. Research was carried out at average temperature of 80°C , that corresponds to the wavelength of $\lambda=8$ micrometers.

Control was carried out in the three symmetrical points of lower limbs. The choice of that very points is determined in the following way: the first point – external clunis quadrant – the system of internal iliac artery, was taken as the basic one. The second point – center of hip, the third one – area of gastrocnemius muscle (as the most vulnerable area where exercise-induced ischemia occurs most frequently). The research was carries out in pronation position after measurement of blood pressure. Radiotermometer readings were logged into radiometry chart with anatomic reference points. After leaving sauna, re-measuring was made.

Twenty one patients aging from 37 to 68 took part in the research (11 females and 10 males). Depending on the age, all patients were divided into two groups: below 40 and above 40. For the group below 40 years old 19 patients had average temperature in the left leg higher than in the right one. Moreover, after warming up this ratio stayed unchanged. With the two patients, average internal temperature in both legs was equal. After IR-exposure average temperature decreased by $0,085^{\circ}\text{C}$. For the group of patients above 40 the temperature decrease made $0,18^{\circ}\text{C}$. This is connected with the age specific features of patients and, in particular, instability of cardiovascular system that is clearly observed in the process of measurements and is expressed by increased fluctuations of radiotermometer readings, especially before IR- exposure. After IR-exposure temperature indications with all the patients are becoming more stable.

МОДЕЛЬ ПОВЕДЕНИЯ ЛИПИДОВ, НАХОДЯЩИХСЯ В ЖИДКОКРИСТАЛЛИЧЕСКОМ СОСТОЯНИИ, В ПЛАЗМЕ КРОВИ ЧЕЛОВЕКА

Ивановская А. В., Иванченко И. А., Рудько Б. Ф.
Научно-исследовательский центр квантовой медицины «Видгук»
Министерства здравоохранения Украины
Украина, 01033, г. Киев, ул.Владимирская 61-б
Тел.: 38044-2444439, факс.: 38044-2874482, e-mail sitko@i.kiev.ua

Аннотация – Биологические структуры в конденсированном состоянии имеют несколько точек фазовых переходов, между твердой и жидкой фазой имеется промежуточное состояние – мезофаза. Для описания этих структур вводится параметр порядка. В работе предложена модель для липида, пребывающего в жидкокристаллической фазе. Получена температурная зависимость свободной энергии и параметра порядка липида, формулы для диэлектрической анизотропии липида и определения параметра порядка *in vivo*. Результаты работы могут быть использованы в биологических и медицинских исследованиях.

I. Введение

Работы основоположника физики живого и квантовой медицины проф. С.П.Ситько [1-4] открыли новые возможности для изучения взаимодействия электромагнитных волн с биологическими системами. В соответствии с этими подходами, используя информацию из точек акупунктуры, можно получать данные о состоянии органов и систем организма человека, изучая результаты взаимодействия их с электромагнитными волнами мм-диапазона, которые имманентны живому организму. Эти принципы могут быть применены для изучения биологических систем, включающих липиды и липопротеиды в разных фазовых состояниях, и их фазовые переходы.

В состав липопротеидных комплексов входят липиды, которые могут находиться в разных фазовых состояниях: изотропной жидкости (ИЖ), жидкокристаллическом (ЖК) и твердокристаллическом (ТК). В живом организме возможны фазовые переходы между этими фазовыми состояниями, в процессе, которых могут возникать нарушения, которые провоцируют развитие патологии. Поэтому весьма актуальны исследования внешних воздействий на эти процессы.

II. Основная часть

Для количественного описания биологических структур имеющих несколько точек фазовых переходов (ФП), вводится параметр порядка (ПП). Он представляет собой термодинамическую величину, характеризующую дальний порядок расположения молекул в среде, который возникает в результате ФП.

Для характеристики расположения молекул в промежуточных состояниях (мезофазах) вводится единичный вектор n , указывающий направление преимущественной ориентации длинных осей молекул. Ось молекулы a составляет некоторый угол θ с направлением n . Упорядочение длинных осей молекул относительно n характеризуется средним квадратным моментом, который носит название скалярного ПП:

$$Q = \frac{1}{2} \langle 3\cos^2\theta - 1 \rangle.$$

При параллельном расположении молекул $Q=1$ при хаотичном – $Q=0$. В макроскопическом приближении для вычисления скалярного ПП используется физическая характеристика, зависящая от упо-

рядочения молекул (при полной упорядоченности $Q=1$). Такой характеристикой служит диэлектрическая $\Delta\varepsilon$ или диамагнитная анизотропия $\Delta\chi$ ЖК [5].

В настоящей работе предлагается метод, позволяющий определять ПП *in vivo* для липида, находящегося в живом человеческом организме.

При изменении внутренних или внешних условий липиды в живом организме, претерпевают ФП: 1) ИЖ – ЖК и 2) ЖК – ТК. Эти ФП являются обратимыми при соответствующих изменениях условий. В ТК состоянии имеется два вида упорядоченности: трансляционный и ориентационный порядок. При нагреве до T_0 энергия тепловых колебаний увеличивается происходит трансляционное плавление ТК, центры тяжести молекул смещаются, но ориентация молекул сохраняет параллельность. В результате такого ФП изменяется энтропия кристалла и его объем. Липид переходит в состояние ЖК, в котором он обладает текучестью, но, его физические свойства сохраняют анизотропность [6].

При дальнейшем нагреве ориентационный порядок Q постепенно снижается от $Q_0=1$ до $Q_c=0$. При температуре T_c имеет место ФП₁, который сопровождается полным разрушением дальнего ориентационного порядка, но с небольшим, в сравнении с ФП₂, изменением энтропии и объема.

Для описания температурной зависимости $Q(T)$ используется формула Ландау для разложения свободной энергии F в ряд по степеням Q :

$$F(Q) = F_0 + AQ^2 + BQ^4,$$

где $A = \alpha(T - T_c)$; $B = \frac{1}{2}\alpha(T_c - T_0)$.

Скалярный ПП (при условии $Q=1$):

$$Q = \Delta\varepsilon / \Delta\varepsilon_0$$

где $\Delta\varepsilon = \varepsilon_{\parallel} - \varepsilon_{\perp}$ – диэлектрическая анизотропия одноосного ЖК, ε_{\parallel} – диэлектрическая проницаемость, измеренная параллельно директору, ε_{\perp} – перпендикулярно ему; $\Delta\varepsilon_0$ – диэлектрическая анизотропия ЖК.

В [7] описаны результаты измерений коэффициента анизотропии AF , и коэффициента отражения мощности r электромагнитной волны мм диапазона от кожи пациентов, что позволяет вычислить диэлектрическую проницаемость кожи по формуле:

$$\varepsilon = [(1 + \sqrt{r}) / (1 - \sqrt{r})]^2$$

Используя полученные значения, (при $\Delta\varepsilon=21$ и $T=36^\circ\text{C}$), определяем $\Delta\varepsilon(T_0)=21/0,64=33$. Выражение для ПП данного измеряемого объекта:

$$Q = 0,30 \Delta\varepsilon.$$

Учитывая поглощение волны, проходящей через кожу и стенки сосуда, диэлектрическая проницаемость имеет вид: $\varepsilon = \varepsilon' + j\varepsilon''$

В критической точке T_c $Q=0$ и $\Delta\varepsilon=0$, т.е. анизотропия, исчезает вследствие перехода в симметричную фазу, где $\varepsilon_{\parallel} = \varepsilon_{\perp}$. В точке T_0 значение $Q = 1$,

$\Delta\varepsilon = \Delta\varepsilon_0$, т.е. происходит переход в твердую фазу. Данные, приведенные в [7], показывают, что зависимость $\varepsilon(T)$ при понижении температуры рассматриваемого вещества, находящегося в фазе ИЖ, имеет точку бифуркации при $T=T_0$, из которой в сторону понижения температуры исходят две ветви, соответствующие двум направлениям плоскости поляризации параллельно и перпендикулярно оптической оси. Из нашего приближения, получаем:

$$Q \approx 1 - \varepsilon_{\perp} / \varepsilon_{\parallel}$$

Аналогично ПП выражается через поляризуемость данного вещества (соответственно ε_{\parallel} и ε_{\perp}), согласно формуле $\varepsilon = 1 + 4\pi k$, имеем:

$$Q \approx 1 - k_{\perp} / k_{\parallel}$$

Или:

$$\varepsilon - 1 = 4\pi k \approx 4\sqrt{r}$$

Полученная формула может считаться адекватной для выбранной модели липида. Значение параметра порядка и значение эллиптичности должны дополнять друг друга, что становится очевидным из следующих соображений. Когда липид находится в фазе ИЖ, то для его молекул все направления в пространстве эквивалентны и симметричны; поэтому $Q=0$. Направления плоскостей поляризации, падающей и отраженной волны от объекта одинаковы, поэтому индикатриса отражения представляет собой окружность с коэффициентом эллиптичности $a=1$. Когда липид пребывает в фазе ТК, все его молекулы ориентированы в одном направлении: $Q=1$, а эллиптичность $a=0$.

III. Заключение

Предложена математическая модель для липида, в плазме крови, пребывающего в жидкокристаллической фазе. Получена температурная зависимость свободной энергии и параметра порядка липида. Рассмотрены фазовые переходы ТК-ЖК и ЖК-ИЖ. Выведены формулы для диэлектрической анизотропии липида, а также для определения параметра порядка липида *in vivo* с помощью измерения коэффициента анизотропии методом дифференциальной рефлектометрии.

Результаты могут быть использованы в биологических и медицинских исследованиях, а также в медицинской практике с целью неинвазивной диагностики.

IV. Список литературы

- [1] Ситько С. П., Андреев Е. А., Белый М. У., Скопюк М. И., Талько И. И. О возможном применении МКВ излучения миллиметрового диапазона для ранней диагностики различных заболеваний. Всесоюзное координационное совещание "Обмен опытом по использованию в медицине ЭМП мм-диапазона малой интенсивности", Тезисы, 10-11.04, 1984, с. 14.
- [2] Ситько С. П., Андреев Е. А., Белый М. У. Реакция организма человека на электромагнитное излучение миллиметрового диапазона // Вестник АН СССР, №1. - 1985. - С.24.
- [3] С. П. Ситько, Л. Н. Мкртчян. Введение в квантовую медицину // Киев, Паттерн. 1994.с.145.

- [4] S. P. Sit'ko. Disease and Treatment in the Notions of Quantum Medicine. Physics of the Alive. V. 12, № 1, 2004, p. 5-35.
- [5] П де Жен. Физика жидких кристаллов. Мир. М. 1977.
- [6] Сохин А. С. Введение в физику жидких кристаллов. Наука. М. 1983.
- [7] Ivanchenko I. A., Zaval'ska T. V., Chovnjuk Yu. V., Rud'ko B. F., Ivanovskaja A. V., Kolosovsky I. G., Sveshnikova L. V. Skin Differential MMW Reflectometry Method for Myo-cardial Pathology Recognition. Electromagnetic Biology and Medicine, 2002, v.21, №3, p. 269-278.

THE MODEL FOR A LIPID BEING IN THE LIQUID-CRYSTALLINE PHASE OF BLOOD PLASMA IN HUMAN BODY

Ivanovska A. V., Ivanchenko I. A., Rud'ko B. F.
 Scientific Research Centre of Quantum Medicine
 "VIDHUK" Ministry of Public Health of Ukraine
 Ukraine, 01033, Kyiv, Volodymyr'skaya str., 61-b
 Ph.: 38044-2444439, fax.: 38044-2874482
 e-mail: sitko@i.kiev.ua

I. Introduction

Biological structures in condense state have several points of phase transition, in other words, there exists an intermediate state between solid and liquid phases, namely, a liquid-crystalline or mezophase state. For a quantitative description of these structures, an order parameter is introduced.

II. Main Part

It represents a thermodynamic quantity that characterizes a far order of molecule locations in the medium which appears as a result of phase transition. In this paper, the mathematical model for a lipid being in the liquid-crystalline phase is proposed. The temperature dependence of a free energy and the lipid order parameter was obtained. Formulas for the lipid dielectric anisotropy and for the order parameter determination *in vivo* by means of the anisotropy coefficient measurement by the method of reflectometry in mm-range were derived. The developed method of mm-range differential reflectometry makes it possible that electromagnetic waves, permeating the surface skin layers and reflecting from the surface of vessels may carry information about phase states of the lipids in the blood plasma.

We consider the lipids of blood plasma as a certain medium presenting liquid crystal state water solution flowing through the clear space of a blood vessel as a composite part of blood flow. Depending on concentration of the compound components and the temperature inside the vessel, the lipid may be present in one of three phases: isotropic, liquid-crystalline or solid-crystalline. In a living organism, there may occur phase transitions between these three states, which can result in development of a pathologic process.

III. Conclusion

Since the lipids of blood plasma may exist in different phases of liquid-crystal state, so we can suggest a hypothesis that the offered method allows the electromagnetic waves, penetrating through the skin surface layers and reflecting from the surface of vessels to carry the information about phase states of blood plasma lipids. The results of the work can use in biological and medical researches and also in medical practice for the noninvasive diagnostics.

О РЕАКЦИИ КОЖИ ЧЕЛОВЕКА НА НИЗКОИНТЕНСИВНОЕ МИКРОВОЛНОВОЕ ОБЛУЧЕНИЕ

Скрипник Ю. О.¹, Перегудов С. Н.², Мацибура А. П.², Шевченко К. Л.¹, Яненко О. П.²

¹Киевский национальный университет технологий и дизайна,
ул. Немировича-Данченко, 2, Киев, Украина,
тел.: 38044-2562993, e-mail: autom@i.com.ua,

²Научно-исследовательский центр квантовой медицины «Видзук»,
ул. Владимирская, 61^о, Киев-01033, Украина
тел.: 38044-2898781, e-mail: pereg@mail.ru

Аннотация - Рассмотрены результаты экспериментального исследования реакции кожи человека на низкоинтенсивное микроволновое облучение. Показана возможность использования экспериментальных данных для повышения эффективности технологий квантовой медицины.

I. Введение

Широкое использование электромагнитных полей и излучений мм-диапазона волн в медицине обусловлено высоким терапевтическим эффектом при лечении ряда сложных заболеваний в ортопедии, эндокринологии, внутренних заболеваниях [1]. Технологии квантовой медицины, которые используются при лечении – микроволновая резонансная терапия, Ситько-МРТ, информационно-волновая терапия и др., предполагают применение генераторов КВЧ-диапазона с уровнем мощности, составляющим для монохроматических сигналов 10^{-9} – 10^{-12} Вт/см² и уровнем спектральной плотности мощности 10^{-19} – 10^{-21} Вт/Гц·см² для шумовых [2]. Регистрация таких низкоинтенсивных сигналов в КВЧ-диапазоне (30 – 300 ГГц) осуществляется с помощью высокочувствительной аппаратуры – радиометров [3]. Достижение флуктуационной чувствительности на уровне 10^{-14} – 10^{-15} Вт обеспечивает возможность как метрологического сопровождения, так и расширения научных исследований в области сверхслабых полей и излучений физических тел и биологических объектов [4]. Задачей настоящего исследования является оценка реакции кожной поверхности человека на низкоинтенсивное микроволновое излучение и ее поглощающей способности.

II. Основная часть

Известно, что биологический эффект пропорционален дозе поглощенной энергии. Поэтому изучение поглощающей способности позволяет, во-первых, правильно выбрать параметры (мощность и частоту) облучения, во-вторых, повысить эффективность лечения.

Кроме того, исследование реакции биообъектов и человека на сверхнизкие уровни облучающего сигнала помогает зафиксировать новые эффекты и открывает дополнительные возможности для диагностики состояния живого организма [5, 6].

Измерение поглощающей способности кожи человека проводилось с использованием генератора шума (ГШ) и двух высокочувствительных (флуктуационная чувствительность $\sim 10^{-22}$ Вт/Гц) радиометрических систем (РС) модуляционного типа в диапазоне частот 37 – 53 ГГц и 53 – 78 ГГц. Выбор диапазона обусловлен полосой рабочих частот основной части аппаратуры квантовой медицины. Схема измерения представлена на рис. 1.

Обозначения на рисунке:

X1 – приемно-передающая антенна,

A1 – направленный ответвитель,
U1 – модулятор,
G1 – генератор модулирующей частоты,
G2 – генератор шума,
РС – измерительная радиометрическая система,
БО – биообъект.

В ходе эксперимента была получена оценка поглощающей способности кожной поверхности ладони у 35 пациентов, результаты измерения для трех из них приведены на рис. 2 и 3. Спектральная плотность потока мощности зондирующего сигнала генератора шума изменялась от 10^{-21} до 10^{-19} Вт/Гц·см².

Перед измерением проводилась калибровка РС по отраженному сигналу от металлической пластины. Затем осуществлялась облучение кожи ладони человека при увеличении мощности ГШ до появления отраженного сигнала от облучаемого участка. Поглощающая способность измерялась в широком диапазоне частот с шагом 1 ГГц.

Как следует из рисунков, на всех частотах мм-диапазона отмечается определенное поглощение

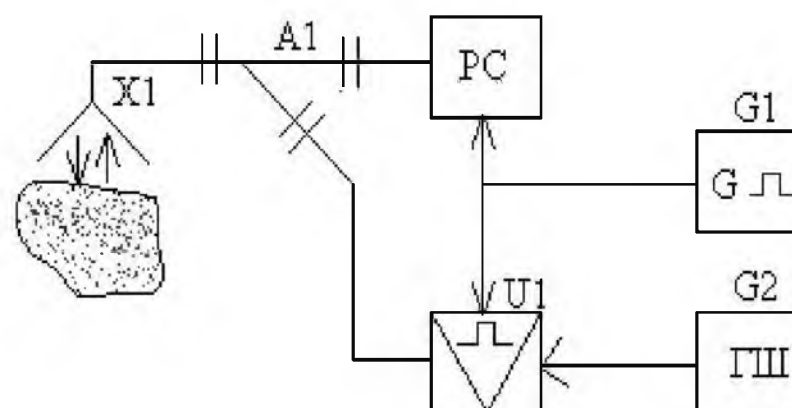


Рис. 1. Структурная схема измерения реакции кожи человека на низкоинтенсивный облучающий сигнал.

Fig. 1. Measurement diagram for human skin reaction on low-intensive irradiative signal

мощности зондирующего сигнала, при этом уровень отраженного сигнала превышает на 6 – 7 дБ уровень флуктуационной чувствительности радиометрической системы. На некоторых частотах отмечается резонансное увеличение поглощающей способности, достигающее 7 – 8 дБ в диапазоне 37 – 53 ГГц и 12 – 17 дБ в диапазоне 53 – 78 ГГц.

Такие резонансы характерны для частот 37, 42, 46, 53, 56, 60, 66, 70 ГГц. Динамический диапазон поглощаемой мощности в полосе 53 – 78 ГГц значительно шире, чем для 37 – 53 ГГц. Следует отметить, что и большая часть лечебной аппаратуры технологической квантовой медицины работает на частотах 53 – 78 ГГц.

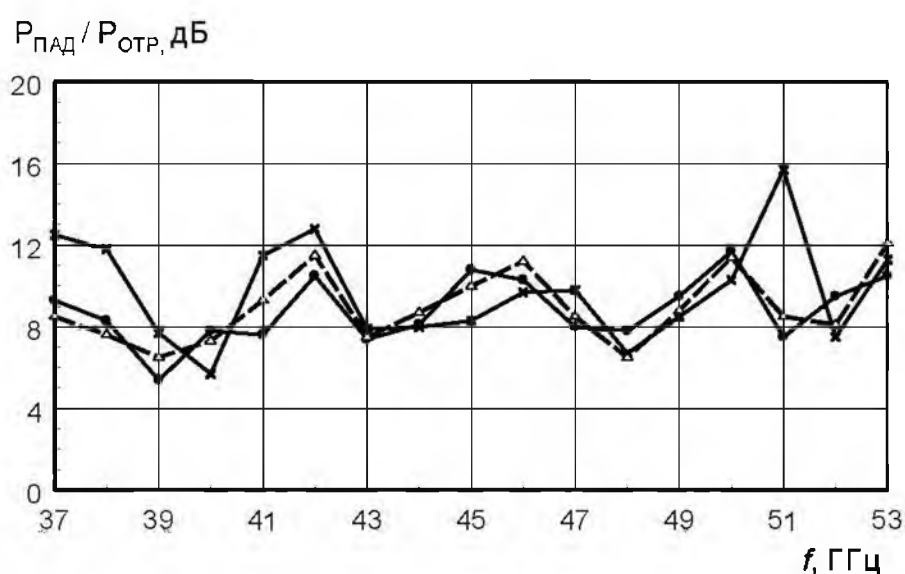


Рис. 2. Распределение поглощения в диапазоне частот 37 – 53 ГГц.

Fig. 2. Absorbal distribution in frequency range 37-53 GHz

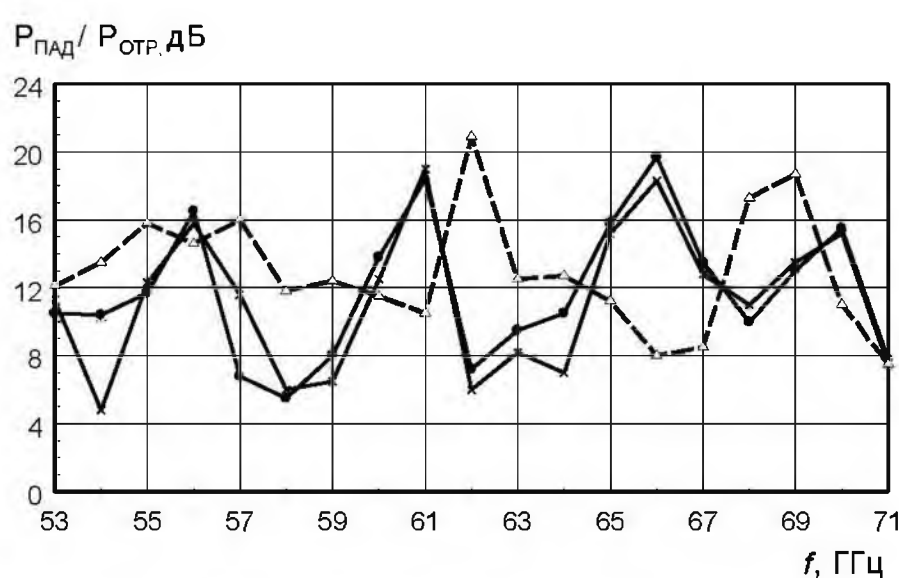


Рис. 3. Распределение поглощение в диапазоне частот 53-72 ГГц.

Fig. 3. Absorbal distribution in frequency range 53-72 GHz

III. Заключение

Отмеченные «резонансы поглощения» могут быть использованы как для оценки поглощающей способности, например, биологически активной точки или зоны тела человека, так и для определения частот излучения, воздействующих на эту точку.

В тоже время, объективизация параметров облучающего сигнала может способствовать повышению эффективности лечения. Это подтверждено апробацией данного метода в условиях клиники. Применение метода в медицинской практике при определенных нозологиях (эпилепсия, герпес, склеродермия) показало, что «резонансы поглощения» либо значительно искажаются, либо малозаметны, как например, при склеродермии. Соответственно эффективность лечения этого кожного заболевания оказалась низкой.

IV. Список литературы

- [1] Москаленко В. Ф., Ситько С. П., Грубник Б. П. и др. Квантовая медицина: від фундаментальних основ до практичного використання // Український медичний часопис – 2002 - №2(28) – с. 106–109.
- [2] Ситько С. П., Скрипник Ю. А., Яненко А. Ф. Аппаратурное обеспечение современных технологий квантовой медицины – К.: ФАДА, ЛТД – 1999 – 199с.
- [3] Скрипник Ю. О., Манойлов В. П., Яненко О. П. Модуляційні радіометричні пристрої та системи НВЧ-діапазону – Житомир.: ЖІТІ – 2001 – 373 с.

- [4] Скрипник Ю. А., Яненко А. Ф., Манойлов В. Ф. и др. Микроволновая радиометрия физических тел и биологических объектов – Житомир.: Изд. «Волянь» - 2003 – 400с.
- [5] Гассанов Л. Г., Шабар Хусейн. Медико-технические проблемы приборной реализации методов КВЧ-диагностики // электроника и связь № 3, 1997 – с 93 – 109.
- [6] Петросян В. И., Сеницин Н. И., Елкин В. А. и др. Роль резонансных молекулярно-волновых процессов в природе и их использование для контроля и коррекции состояния экологических систем // Биомедицинская радиоэлектроника. – 2001 - № 5 – 6 с. 82-129.

LOW INTENSITY MICROWAVE RADIATION EFFECT UPON THE HUMAN SKIN

Skripnik Yu. A.¹, Peregudov S. N.², Matsybura A. P.², Shevchenko K. L.¹, Yanenko A. F.²
 Kiev National University of Technologies and Design
 Nemirovicha-Danchenko Str., 2, Kiev-01011, Ukraine
 Ph.: 38044-2562993, E-mail: autom@i.com.ua,
²SRC of Quantum Medicine "VIDHUK"
 Vladimirska Str., 61-b, 01033, Kiev, Ukraine
 Ph./ fax: 38044-2898781, e-mail: pereg@mail.ru

Annotation - The results of experimental investigation of low intensity microwave radiation response of the human skin are described. Using of experimental data enable to increase the efficiency of quantum medicine.

I. Introduction

High therapeutic effectiveness of electromagnetic radiation of the mm-range wave in complicated orthopedics, endocrinologic and internal diseases treatment causes its wide application [1]. The object of present investigation is to estimate the low intensity microwave radiation response of the human skin surface and its absorption factor.

II. Main Part

The absorption factor of the human skin surface was investigated by means of two high-sensitivity radiometric systems with modulation and correlation converting (fluctuation sensitivity $\sim 10^{-22}$ Wt/Hz) and the broadband noise generator (NG) in two frequency ranges: 37-53 GHz and 53-78 GHz. The structure chart of radiometric system is shown on Fig.1.

Designations of the figure are
 X1 – receiving and transmitting antenna;
 A1 – directional coupler;
 U1 – microwave modulator;
 G1 – modulating frequency generator,
 G2 – broadband noise generator;
 RS – measuring radiometric system;
 BO – biological object.

Experimental estimation of absorption factor of 35 patients was carried out. Measurement results of three of them are shown in fig.2 and 3.

The power spectrum of the noise generator changes from 10^{-21} up to 10^{-1} Wt/Hz·cm². Calibration of radiometric systems was held by reflected from metal plate signal before measurement. As is shown in Fig. 2 and 3, the level of absorption of incident signal is 6 – 7 dB from fluctuation sensitivity of radiometric system. Resonance increasing of absorption factor is 7-8 dB in 37 – 53 GHz range and 12 – 17 dB in 53 – 78 GHz range.

III. Conclusion

The noted "Resonance of absorption" could be used to estimate as absorption factor of bio-active points or zones on the human body surface, so to definite the radiation frequencies to act on these points.

ОЦЕНКА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ БИОЛОГИЧЕСКИХ СРЕД ПО КОЭФФИЦИЕНТУ ОТРАЖЕНИЯ

Назарчук Л. Ю.

Житомирский государственный технологический университет (ЖГТУ)
Черняховского, 103, Житомир, 10005, Украина
Тел.: 8(0412)368940, e-mail: Lnazarchuk@rambler.ru

Аннотация – Показана возможность оценки диэлектрических параметров биологических сред и различных материалов за функцией коэффициента отражения.

I. Введение

Измерения электромагнитного излучения давно применяются для определения диэлектрических характеристик поглощающих сред и их глубинной диагностики [1, 2].

Эффективная толщина слоя, в котором формируется излучение, определяется поглощением среды и зависит от длины волны, что позволяет проводить оценку диэлектрических свойств ткани.

II. Основная часть

Определение диэлектрических характеристик биологических сред относится к задачам теории распространения радиоволн – это задачи о восстановлении диэлектрических свойств среды, с которой эти волны взаимодействуют.

В данной статье рассмотрена задача отражения волн с перпендикулярной и параллельной поляризацией, падающих в общем случае под произвольным углом к границе среды, комплексная относительная диэлектрическая проницаемость которой изменяется по следующему закону [3]:

$$\varepsilon(y) = \begin{cases} \varepsilon_1, & y < 0, \\ \varepsilon_2, & 0 \leq y \leq h, \\ \varepsilon_3, & y > h, \end{cases}$$

где y – координата, $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3$ – комплексные относительные диэлектрические проницаемости слоев среды, h – толщина первого слоя среды.

Для определения зависимости коэффициента отражения рассмотрим случай произвольного падения электромагнитной волны с перпендикулярной поляризацией на слоистую структуру с параметрами сред, представленными на рис. 1.

Мы можем рассматривать только абсолютные величины векторов составляющих электромагнитных волн, то есть после проекции векторов электромагнитных волн на ось Oy . Электромагнитное поле внутри любого из слоев должно выражаться через падающую и отраженную волны. Записывая выражения для электромагнитного поля внутри слоев, пользуясь предельными условиями для обеспечения непрерывности составляющих электромагнитного поля на границах сред и понятием внутреннего импеданса, получаем систему уравнений относительно пяти комплексных амплитуд электромагнитных волн:

$$\begin{cases} E_{1m} + E_{2m} = \frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1} (E_{3m} + E_{4m}), \\ E_{1m} - E_{2m} = \frac{\cos a_2}{\cos a_1} Z'_{12} (E_{3m} - E_{4m}), \\ E_{3m} e^{\gamma_2 h \cos a_2} + E_{4m} e^{-\gamma_2 h \cos a_2} = \frac{\varepsilon_3}{\varepsilon_2} E_{5m} e^{\gamma_3 h \cos a_3}, \\ E_{3m} e^{\gamma_2 h \cos a_2} - E_{4m} e^{-\gamma_2 h \cos a_2} = \frac{\cos a_3}{\cos a_2} Z'_{23} E_{5m} e^{\gamma_3 h \cos a_3}, \end{cases} \quad (1)$$

Решая систему уравнений (1) относительно отношения амплитуд волн E_{2m}/E_{1m} , получим общее выражение для коэффициента отражения $R(f)$ [3]:

$$R(f) = \frac{x + y(f)}{1 + xy(f)}, \quad (2)$$

где $x, y(f)$ – функции, зависящие от частоты f :

$$x = \frac{\varepsilon_2 - aZ'_{12}}{\varepsilon_2 + aZ'_{12}}, \quad y(f) = \frac{\varepsilon_3 - \varepsilon_2 bZ'_{23}}{\varepsilon_3 + \varepsilon_2 bZ'_{23}} e^{2\gamma_2 h \cos a_2}, \quad Z'_{12} = \frac{Z'_1}{Z'_2},$$

$$Z'_{23} = \frac{Z'_2}{Z'_3}, \quad a = \frac{\cos a_2}{\cos a_1}, \quad b = \frac{\cos a_3}{\cos a_2}.$$

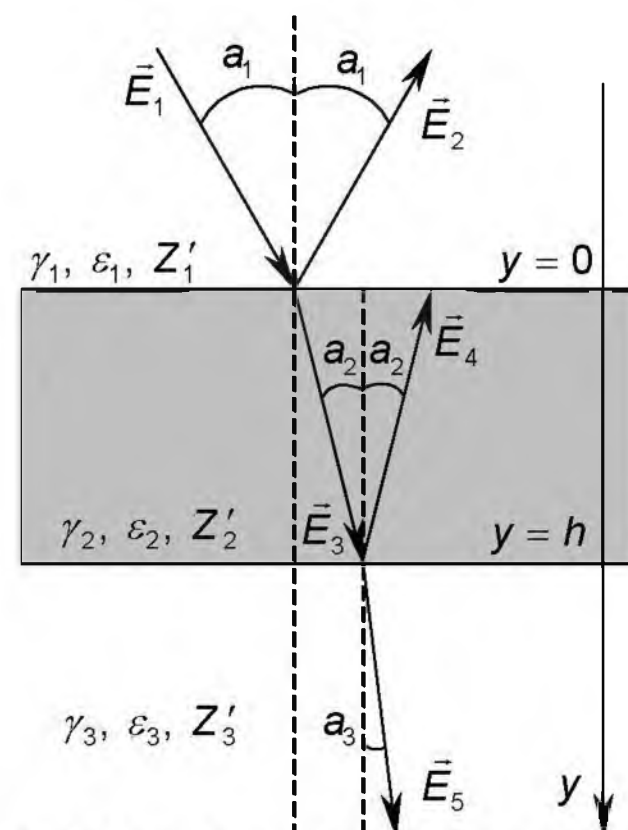


Рис. 1. Падение электромагнитной волны на слоистую структуру.

Fig. 1. EM wave, falling onto the layer structure

Задача отражения волн с параллельной поляризацией отличается от предыдущего случая лишь тем, что электрический и магнитный векторы меняются местами. Для случая параллельной поляризации выражение для коэффициента отражения $R(f)$ приобретает вид:

$$R(f) = -\frac{x + y(f)}{1 + xy(f)}, \quad (3)$$

$$\text{где } x = \frac{a\varepsilon_2 - Z'_{12}}{a\varepsilon_2 + Z'_{12}}, \quad y(f) = \frac{b\varepsilon_3 - \varepsilon_2 Z'_{23}}{b\varepsilon_3 + \varepsilon_2 Z'_{23}} e^{2\gamma_2 h \cos a_2},$$

$$a = \frac{\cos a_2}{\cos a_1}, \quad b = \frac{\cos a_3}{\cos a_2}.$$

Частным случаем есть падение электромагнитной волны под углом $a_1 = 90^\circ$ к границе раздела сред и при условии $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = \varepsilon_3 = 1$. Данный случай детально рассмотрен в работах [3, 4]. При данном упрощении получим следующее решение системы (1) [3]:

$$R(f) = \frac{(1 - Z'_{12})(1 + Z'_{23}) + e^{2\gamma_2 h} (1 + Z'_{12})(1 - Z'_{23})}{(1 + Z'_{12})(1 + Z'_{23}) + e^{2\gamma_2 h} (1 - Z'_{12})(1 - Z'_{23})}. \quad (4)$$

Явления интерференции, выраженные формулами (2) и (3), применяются не только для определения оптических констант сред в инфракрасной и электрической областях спектра, но и физических параметров разнообразных материалов и сред, таких как составляющие комплексной диэлектрической проницаемости ε' , ε'' , глубинной температуры T и толщины диэлектрического слоя h .

III. Заключение

Таким образом, представлено аналитическое решение задачи отражения электромагнитных волн с перпендикулярной и параллельной поляризацией, падающих в общем случае под произвольным углом к границе среды. Методика решения использует зависимость коэффициента отражения от частоты на ограниченном интервале частот.

Полученные результаты характеризуют возможность применения микроволнового взаимодействия с исследуемым материалом для нахождения различных неоднородностей, вызванных изменением его состава.

IV. Список литературы

- [1] Скрипник Ю. А., Манойлов В. Ф., Яненко А. Ф., Куценко В. П., Гимпилевич Ю. Б. Микроволновая радиометрия физических и биологических объектов. Житомир: Вольтынь, 2003. – 407 с.
- [2] Троицкий В. С., Белов И. Ф., Горбачев В. П. и др. О возможности использования собственного теплового СВЧ радиоизлучения тела человека для измерения температуры его внутренних органов. //УФН. – 1981. – Т.134, №1. – С. 155 – 158.
- [3] Юшкова О. В. Восстановление параметров слоистой среды. //Изв. ВУЗов Радиофизика – 1995. – Т.38, №7. – С. 648 – 652.
- [4] Лобач В. Т. Радиолокационные измерения параметров слоистой среды. //Радиоэлектроника – 2002. – №3. – С. 71 – 77.

ESTIMATION OF DIELECTRIC PARAMETERS OF BIOLOGICAL MATERIALS BEHIND REFLECTION COEFFICIENT

Nazarchuk L. U.

Zhitomir state technological university (ZSTU)
Zhitomir, 10005, Ukraine, Chernyuhovskogo 103
Ph.: 8 (0412) 243130, e-mail: Lnazarchuk@rambler.ru

Abstract – Considered in this paper are dielectric parameters of materials and biological environment.

I. Introduction

In order to define dielectric characteristics of absorbing environments electromagnetic radiation measurements have been applied for a long time of.

Effective thickness of a layer, in which the radiation is formed, is defined by absorption of environment and depends on a wavelength.

II. Main Part

Definition of dielectric characteristics of biological environments is concerned with the theory of radio-waves distribution.

Considered in this paper is reflection of flat waves falling generally at the arbitrary angle to environment boundary.

Electromagnetic field inside any layers should be expressed via falling and reflected waves.

III. Conclusions

The phenomena interfeeration, expressed by the formula (2), (3), are applied not only in definition of optical constants of environment in the spectrum infra-red and electrical areas, but also physical parameters of various materials and environments such as components of complex dielectric permeability and of a dielectric layer thickness.

ДЕЙСТВИЕ АКТИВИРОВАННОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ ВОДЫ НА DROSOPHILA MELANOGASTER

Григорьева Н. Н.* , Чепель Л. М.* , Шахбазов В. Г.* , Сиренко С. П., Фисун А. И., Белоус О. И.

Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины

Харьков, 61085, ул. Ак. Проскуры, 12

тел. (0572) 744-83-08, e-mail: svetlana @ ire.kharkov.ua

*Харьковский национальный университет им. В. Н. Каразина

Харьков, 61077, пл. Свободы, 4

тел. (0572) 707-56-35

Аннотация – исследовали влияние активированной электромагнитным излучением КВЧ диапазона ($\lambda=5-8$ мм, ППМ=10мВт/см²) воды и талой воды (при добавлении в корм имаго дрозофилы) на устойчивость потомков к голоданию в 2-х последующих поколениях. Обнаружена повышенная устойчивость к голоданию имаго при облучении водопроводной воды. Во 2-ом поколении происходит затухание эффекта. Получены также различия в реакции дрозофилы на водопроводную и талую воду по устойчивости к голоданию.

I. Введение

Настоящее исследование является продолжением работы, в которой было показано влияние облученной электромагнитными волнами КВЧ диапазона структурированной воды на электрокинетические свойства ядер клеток человека и семена пшеницы [1]. Авторы работы [2] исследовали действие мощных импульсных полей СВЧ диапазона на воду при добавлении активированной воды в корм дрозофилы. Результаты показали изменения по плодовитости и не-

которым морфологическим признакам, которые сохраняются в течение нескольких поколений.

II. Основная часть

В данном исследовании, активированную электромагнитным излучением КВЧ диапазона водопроводную (ВВ) и талую водопроводную воду (ТВ) добавляли в корм имаго дрозофилы (высокоинбредной линии Swedish). Поскольку ТВ имеет пространственную структуру отличную от воды при комнатной температуре [3], представляло интерес выявить наличие различий в реакции объекта изучения на КВЧ активирование воды разной по своей структуре. В контрольных вариантах использовали не облученную воду. Последствие облучения воды на имаго исследовали в 2-х последующих поколениях генерации дрозофилы. Показателями реакции служили устойчивость имаго в контроле и опыте к голоданию (по проценту живых имаго) и средняя плодовитость (на одну семью). Источником КВЧ излучения был генератор Г4-141,

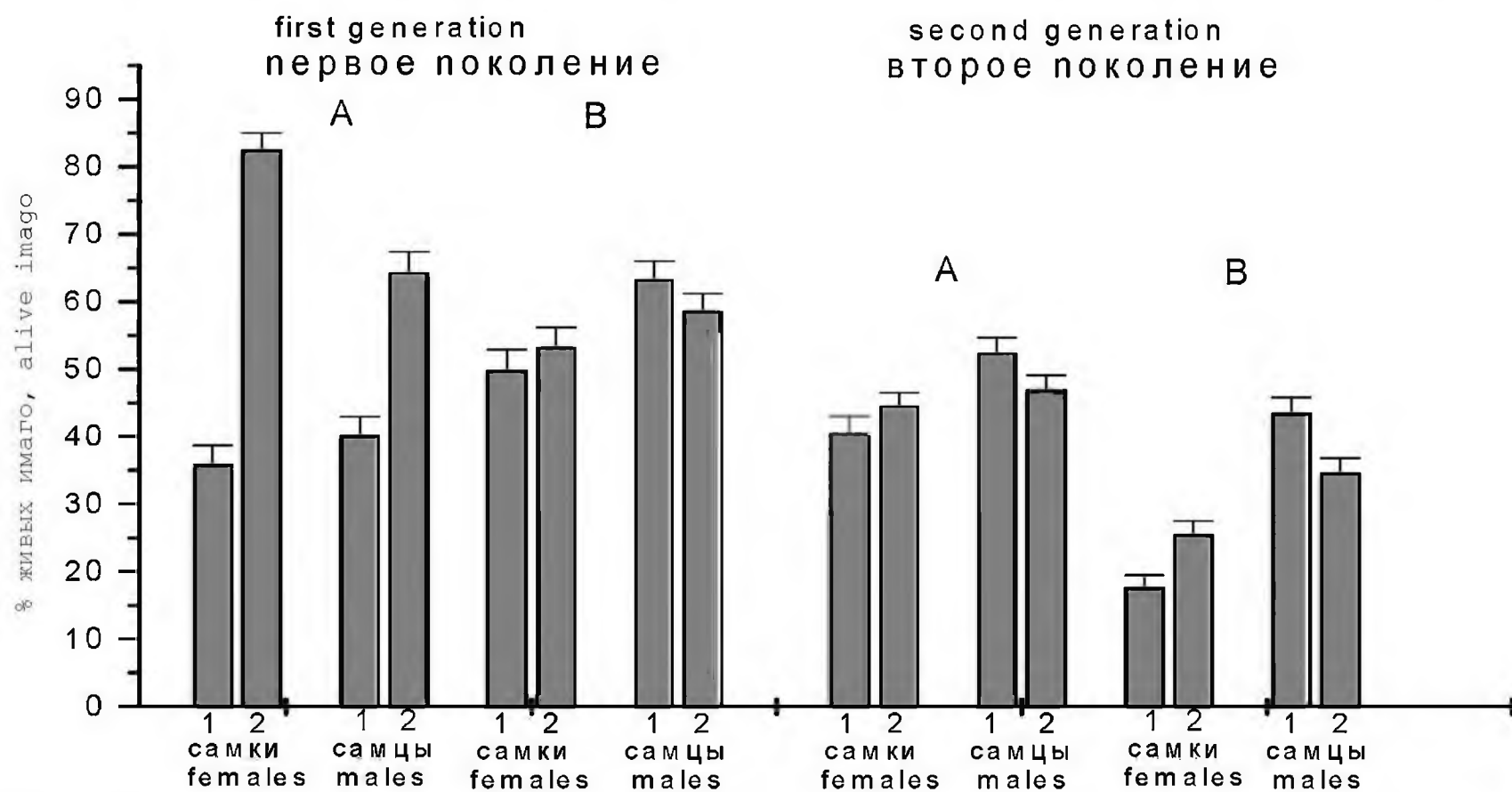


Рис. 1. Влияние КВЧ облученной воды на устойчивость к голоданию имаго дрозофилы первого и второго поколения: А- водопроводная вода; В- талая вода; 1 – контроль, 2- опыт (КВЧ-облученная вода).

Fig. 1. Influence of irradiated water on hungry resistance of drosophila imago in the first and second generations: А- tap water; В- melt water; 1- control, 2- experiment (EHF- irradiated water)

дополненный устройством для автоматического свипирования частоты в диапазоне 37-53 ГГц и устройством для получения линейной, право- и левовращающихся поляризации [4]. В эксперименте использовали правую поляризацию при плотности потока мощности не выше 10 мВт/см². Воду слоем 2мм облучали в течение 3-х минут. Начиная со 2-ого дня вылета имаго первого и второго поколений по-

сле опыта, в течение 5-и дней ежедневно проводили отсадку самок и самцов отдельно в пробирки без корма на голодание (по 50-70 особей). Пробирки закрывали ватными тампонами, которые раз в сутки смачивали водой. В одно и тоже время суток каждый день проводили учет живых имаго. В работе представлены средние данные 5-и отсадок для первого и второго поколений отдельно. Стопро-

центная гибель имаго наступала (в зависимости от пола) на 6-7 сутки. Однако в опытных вариантах длительность жизни имаго была больше на одни сутки для самок и самцов первого поколения после опыта. Гибель основного количества имаго наблюдалась на 4-ые сутки голодания в первом и втором поколениях, что отражено на представленной гистограмме. Как видно из рисунка, необлученная ТВ (контроль) способствовала большей устойчивости к голоданию самок и самцов в сравнении с необлученной ВВ. Активирование ВВ привело к значительному увеличению процента живых самок (на 130%) и самцов (на 60%) по сравнению с контролем в первом поколении. Облучение ТВ не оказало заметного влияния на исследуемый показатель. Во втором поколении благоприятный эффект активации ВВ затухает: Различий между контролем и опытом для обеих полов нет. В варианте опыта с ТВ во втором поколении устойчивости к голоданию значительно ниже по сравнению с первым поколением и вариантом ВВ второго поколения. Благоприятный эффект ТВ на все живое известен давно, что подтверждают результаты и настоящего исследования, однако пока нет объяснения негативного проявления действия ТВ во втором поколении. Незначительное увеличение плодовитости было отмечено при использовании ТВ в первом поколении (на 11%) по сравнению со всеми вариантами, во втором поколении самая высокая плодовитость наблюдалась при облучении ВВ (на 22% выше всех вариантов).

III. Заключение

Добавленная в корм дрозофилы талая вода в норме повышает устойчивость к голоданию имаго по сравнению с водопроводной водой. Однако при активации ТВ КВЧ излучением изменений относительно контроля в первом поколении не наблюдается, а во 2-ом поколении устойчивость к голоданию имаго значительно снижена как в контроле, так и опыте по сравнению с первым. При активации водопроводной воды происходит значительное увеличение устойчивости к голоданию самок и самцов дрозофилы первого поколения. Наблюдаемый эффект стимуляции во 2-ом поколении затухает. Полученные результаты свидетельствуют о важной роли воды и ее структуры в механизмах поглощения электромагнитного излучения биологическими объектами и дальнейшем ее использовании.

IV. Список литературы

- [1] Сиренко С. П., Григорьева Н. Н., Чепель Л. М., и др. Действие активированной электромагнитным излучением воды на биологические объекты // 14-я Международная Крымская конференция "СВЧ –техника и телекоммуникационные технологии". - Севастополь. -2004. -С.717-718.
- [2] Старостенко В. В. Воздействие мощных импульсных электромагнитных полей на биологические объекты и среды // Радиопизика и электроника. – 2002 -Т. 7. - С.158-161.
- [3] Аксенов С. И. Вода и ее роль в регуляции биологических процессов. – М.: Наука. -1990, - 99с.
- [4] Сиренко С. П., Григорьева Н. Н., Шахбазов В. Г., Фисун А. И. и др. Действие сантиметровых и миллиметровых электромагнитных волн линейной и круговой поляризации на клетки буккального эпителия человека // 11-я Международная конференция "Микроволны и телекоммуникационные технологии". Севастополь.-2001. С.97-98.

THE INFLUENCE OF WATER ACTIVATED WITH ELECTROMAGNETIC IRRADIATION ON DROSOPHILA MELANOGASTER

Grigoryeva N. N.* ,Chepel L. M.* , Shakhbazov V. G.* ,
Sirenko S. P., Fisun A. I., Belous O. I.
A. Usikov Institute of Radio Physics and Electronics
National Academy of Sciences of Ukraine
12 Akademika Proskury St., Kharkiv-61085, Ukraine
*V. Karazin Kharkiv National University
4 Svobody Sq., Kharkiv, 61077, Ukraine

Abstract – The influence of water, activated by EHF radiation and melt water on the imago steady-state of the *Drosophila Melanogaster* and its posterity have been investigated. The reaction of the *Drosophila* relative to starvation is received in the tap water and melt water.

I. Introduction

The research presented is the continuation of the work where it has been presented the influence of water activated by EHF radiation on electrophoretic properties of cell nucleus and wheat seeds [1]. The action of power pulse fields on the water was investigated in [2]. The purpose of the present work is to investigate the influence of tap water and melt water activated with EHF-band electromagnetic irradiation ($\lambda=5+8$ mm, $10\text{mW}/\text{cm}^2$, $t=3$ min.) on imago stability of 2 consequent generations.

II. Main Part

As far as melt water has a spatial structure which is different from that of the ordinary water [3], it is interesting to search the difference in reaction of the object under investigation on the EHF effect.

A Г4-141- type oscillator was used as a radiation source together with 37-53 GHz automatic frequency sweeping device and another device providing linear, right- and left-handed polarization. We used right-handed polarization in experiment due to its higher efficiency [4]. The power density did not exceed $10\text{ mW}/\text{cm}^2$.

During 6 days we split males and females separately into test-tubes by 50-70 samples into each. Follow up of living flies at the same time every day was carried out. 100% death of the flies occurred on the sixth or seventh day. Imago life duration was 1 day longer in the experiment samples. The rate of alive imago on the fourth day of hunger of the 1st and 2nd generation imago is indicated on the picture. During the experiment with melt water it was obvious the increased stability to hunger as against that for tap water. Hunger stability of the 2nd generation appeared to be lower than that of the first one.

III. Conclusion

Thus, reaction of the object under study in normal condition as well as in activated condition depends upon water structure. It testifies that water structure plays important role in mechanism of electromagnetic energy absorption.

БИОПЕРЦЕПЦИЯ ФИЗИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ НЕТЕПЛОВОЙ ИНТЕНСИВНОСТИ

Шадури М. И., Давиташвили Т. Р., Лебедев В. М.

Центр биоголографии

ул. И. Абашидзе 14, Тбилиси – 0179, Грузия

тел.: (095-32) 941251, e-mail: mshaduri@bioholography.org

НИИ ИПУ РАН

ул. Профсоюзная 65, Москва – 117997, Россия

Тел.: (+7-095) 3337835

Центр биоголографии

шоссе Энтузиастов 76/1-200, Москва – 111123, Россия

Тел.: (+7-095) 3041063, e-mail: bioholography@mail.ru

Аннотация – Метод газоразрядной визуализации использован для выявления и мониторинга биологических эффектов кратковременных информационных сигналов нетепловой интенсивности. Экспериментально исследованы некоторые неспецифические и специфические аспекты биологической обработки информации.

I. Введение

Биологические эффекты СВЧ излучения могут быть адекватно исследованы и оценены лишь в том случае, если будут раскрыты принципы и механизмы информационных взаимодействий в живой природе.

Известно, что основным носителем информации как внутри биологического объекта, так и между отдельными биологическими системами, является электромагнитное излучение. Известно и то, что низкоинтенсивные физические поля широкого, в том числе, СВЧ диапазона оказывают влияние на различные функциональные и биохимические параметры биосистем, однако до сих пор не раскрыты механизмы, ответственные за биологическую перцепцию и обработку сигналов нетепловой интенсивности. Для экспериментального изучения физических основ информационных взаимодействий необходимо проводить мониторинг целостного организма, что связано с большими методическими и техническими трудностями.

В настоящей работе с этой целью использована оригинальная методика работы с компьютеризированным устройством газоразрядной визуализации (ГРВ), названная авторами БЭО-томографией [1]. Ранее было установлено, что этот вариант метода ГРВ позволяет получать системную информацию о состоянии целостного организма, практически не вмешиваясь в его функционирование [2].

II. Основная часть

Принцип метода БЭО-томографии заключается в регистрации индуцированной эмиссии малых периферических участков тела. Индукция эмиссии пальцев рук человека производилась электромагнитным полем высокой частоты. Электромагнитное поле (17 Кв, частота порядка 1000 Гц, длительность импульсов 10 микросекунд) создается в ГРВ-Камере - компьютеризированном комплексе газо-разрядной визуализации. Методика работы с ГРВ-Камерой авторами была модифицирована с целью улучшения воспроизводимости изображений коронного разряда. Короны свечения всех пальцев рук (семи добровольцев) фиксировались в виде BMP-файлов и, в дальнейшем, обрабатывались с помощью специально для этих целей разработанной программы Биокалькон. Основная часть экспериментальных работ вы-

полнена на базе Центра биоголографии (Грузия, Тбилиси) и в московском филиале Центра.

Ранее авторами было продемонстрировано, что состояние целостного организма можно оценивать путем параметрического и визуального анализа корон индуцированной эмиссии пальцев рук. Было обнаружено, что на коронах пальцев, локтей, носа и др. отображаются почти фотографически точные реплики функционально доминирующих анатомо-морфологических структур тела [3]. Ввиду того, что указанное явление, названное эффектом «голодифракции», дает возможность неинвазивно и «дистантно» получать как системную информацию, так и голографические реплики конкретных структур тела, инновационный метод БЭО-томографии пальцев рук решено было использовать для исследования биологической реакции на слабые информационные сигналы внешней среды.

Проведены две серии экспериментов с локальным воздействием магнитных (10 гаусс) и электромагнитных (слабый свет лампы накаливания) сигналов нетепловой интенсивности длительностью 1-5 сек. Сигналы направлялись на различные участки тела, отдаленные от пальцев рук тела и сенсорных органов. Регистрировались как незамедлительная реакция организма, так и отсроченные во времени эффекты информационных воздействий. Фиксация корон свечения пальцев испытуемых производилась каждые 10 минут в течение двух часов. Незамедлительная реакция организма на перцепцию слабого сигнала регистрировалась в видео-режиме съемки в течение 30 сек (первые 10 сек – без воздействия).

Анализировались следующие параметры: площадь засветки, интенсивность эмиссии (условные ед.), распределение интенсивностей вдоль периметра корон, стандартное отклонение от среднего значения, разница между интенсивностью эмиссии левой и правой рук, Фурье-спектры и др.

Результаты анализа БЭО-томограмм, полученных в двух сериях (всего 200 экспериментов) позволили сделать следующие выводы:

1. Локальное воздействие низкоэнергетического (информационного) сигнала на организм вызывает изменение спектральных и частотных характеристик индуцированной эмиссии любого пальца в течение интервала времени, не превышающего долей секунды;
2. Последствие кратковременных локальных сигналов нетепловой интенсивности проявляется в форме неспецифических и специфических изменений в биосистеме;

3. Неспецифическая реакция организма на перцепцию сигнала заключается в стереотипном и двухфазном изменении степени деформации корон, в возрастании амплитуд медленных флуктуаций (определяются по разности параметров левой и правой руки) и ступенчатом возбуждении все более высокочастотных компонент эмиссионного спектра. Системная обработка сигнала сопровождается нарастанием хаоса в течение первых 30-45 минут после 1-5 секундного воздействия на любую область тела (фаза дестабилизации). Постепенное восстановление начального состояния системы происходит в течение последующих 60-90 минут (фаза релаксации);
4. Специфические сдвиги в системе зависят от типа (характера) возбуждающего сигнала, его интенсивности и места приложения. К 25-30 – й минуте после воздействия, на коронах пальцев рук в увеличенном масштабе реконструируются реплики тех анатомо-морфологических структур, которые локализованы в проекции зоны воздействия.

Полученные результаты подтверждают ранее сделанный вывод о том, что в биологических объектах функционирует ранее неизвестная Холоинформационная функциональная система [4], выполняющая в организме интегративные и информационные функции. Эта же система ответственна за распространение, обработку, запись и восстановление сигналов нетепловой интенсивности. Именно благодаря формированию особых механизмов голодифракции биологические объекты способны реагировать на широкий спектр маломощных (информационных) физических полей и волн внешней среды. Учитывая недостаточную изученность воздействия электромагнитных излучений на биологические объекты, следует отметить необходимость проведения электромагнитного мониторинга окружающей среды с целью контроля над теми процессами, которые могут оказать на здоровье популяции неблагоприятный эффект. Разработка адекватных методов оценки биоэффектов физических полей и раскрытие механизмов информационных взаимодействий в живой природе, будет способствовать существенному прогрессу в этом направлении.

III. Заключение

Исследованы механизмы, лежащие в основе биологической перцепции и обработки информационных сигналов нетепловой интенсивности. Установлено, что биоэффекты субсенсорных сигналов внешней среды проявляются в форме не только специфических, но и стереотипных изменений в живой системе.

IV. Список литературы

- [1] Шадури М. И., Чичинадзе Г. К. К вопросу о специфических особенностях биологических систем. *Georgian Engineering News*, 2000, #4, с. 148-152;
- [2] Шадури М. И., Чичинадзе Г. К., Давиташвили Т. Р. Исследование голографических свойств биосистем. *Моамбэ - Бюллетень АН Грузии*, 2002, № 2, с.264-267;
- [3] Шадури М. И., Давиташвили Т. Р., Лебедев В. М. Функциональная система целостного организма. *Вестник новых медицинских технологий*, 2004, том XI, №4, с.16-18;
- [4] Shaduri M., Secondary holodiffractive radiation of biological systems. *Kybernetes*, 2005, vol.34, № 5/6 (in press).

BIOLOGICAL PERCEPTION OF PHYSICAL SIGNALS OF NONTHERMAL INTENSITIES

Shaduri M. I., Davitashvili T. R., Lebedev V. M.

Center of Bioholography

14, I. Abashidze st., Tbilisi-0179, Georgia

Ph.: (095-32)941251, e-mail:

mshaduri@bioholography.org

Institute of Control Problems, RAS

65, Profsojuznaja st., Moscow – 117997, Russia

Ph.: (+7-095) 3337835

Center of Bioholography

76/1-200, Enthuziasts' bane., Moscow – 111123, Russia

Ph.: (+7-095) 3041063, e-mail: bioholography@mail.ru

Abstract – Systemic alterations that occur in human organisms in response to short-term local signals of low intensities have been investigated. Specific and non-specific biological effects were revealed while analyzing induced emission of fingertips. Original method of Gas Discharge Visualization has been used for these purposes.

I. Introduction

Physical mechanisms that take part in the process of weak field/wave signals' biological perception have been investigated. These problems are not elucidated in scientific literature, since their investigation meets technical and methodological difficulties. The elaboration of new modality – BEO-tomography – and the discovery of Holo-diffraction in biological systems made it possible to use innovation for monitoring of entire organism's subtle reactions in response to ambient field/waves' impacts.

II. Main Part

GDV-Camera has been used in the present study for non-invasive monitoring of various biological reactions. The device enables to capture images of human fingertips' emission, the latter being induced by electromagnetic field (intensity 1,7 KV, frequency 1000 Hz, impulses' duration – 10 µsec). Two series of experiments were conducted to evaluate both the first reaction and aftereffects of magnetic (10 Gauss) and electromagnetic (light beams) short-term signals. Seven healthy persons were subjected to weak signals' local impacts during 1-5 sec (200 experiments). First reaction has been evaluated by video recording of fingertips' gas discharge radiation (for 30 sec), while as aftereffects were tracing for subsequent 2 hours with 10 min intervals. Images of fingertips' coronas were processed to acquire such parameters, as the distribution of radiation intensities along the perimeters of coronas, the difference between intensities of 2 hands, Fourier spectra etc.

It is shown that:

1. Short-term local signals of low intensities affect fingertips' induced emission almost instantly;
2. Aftereffects of weak signals last for 2 hours being comprised of both specific and non-specific effects;
3. Non-specific dynamics displays 2 phases. The misbalance rises for the first 30-45 min, while as relaxation of increased fluctuations occurs during subsequent 1-1,5 hours;
4. Specific effects depend on signals' type, duration and areas of impacts.

Results of present study confirm the hypothesis on Holo-informational functional system's crucial role in biological perception/processing of non-thermal signals. New data contribute to the better understanding of physical mechanisms involved in ambient information processing by biological objects. Besides, the innovation will be helpful regarding more efficient evaluation and monitoring of field/wave hazards in living nature.

III. Conclusion

It is shown that physical signals of non-thermal intensities are perceived and processed by the organism in a systematic manner. Specific and non-specific two-phased biological responses have been revealed while investigating short-term magnetic and electromagnetic signals of low intensities.

УПРАВЛЕНИЕ АДАПТАЦИЕЙ БИОЛОГИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ФАКТОРОВ ЕСТЕСТВЕННОЙ ВНЕШНЕЙ СРЕДЫ

Афонин Д. Г.*, Вишневецкий В. В., Рагульская М. В.**

*Физический факультет МГУ им. М. В. Ломоносова, г. Москва

**Институт земного магнетизма, ионосферы и распространения радиоволн РАН, Россия, Москва
(тел. (095)939-2094, e-mail: afonin@phys.msu.ru ramary2000@yahoo.com)

Аннотация – В работе подробно рассмотрены процессы управления адаптацией биологических систем при воздействии факторов естественной внешней среды. Намечены направления исследований этих процессов.

I. Введение

Одним из наиболее «культовых» и активно развивающихся в последние 25 лет направлений в биофизики и физической экологии являются исследования, посвященные изучению воздействия естественных внешних полей на биологические объекты и управление адаптацией сложных биологических систем. Основная проблема подобных исследований связана с тем, что интенсивность и мощность вариаций всех известных полей естественной внешней среды примерно на 2 порядка меньше, чем требуется для нагрева биологических тканей или достижения характерной энергии химических превращений. Поэтому до сих пор остается не ясным ни механизм передачи информации, ни основной физический агент влияния и основная биологическая «мишень воздействия», а также система поддержки и принятия решений на клеточном и молекулярном уровне в процессе адаптации организма к резким изменениям внешней среды [1, 2, 3]. Другой особенностью биологических процессов является то, что живому организму при управлении адаптацией приходится одновременно решать совершенно противоположные задачи: с одной стороны, поддерживать постоянство параметров внутренней среды организма в определенных пределах (сохранение гомеостаза), с другой – непрерывно отслеживать и подстраиваться под изменения параметров внешней среды обитания (собственно процесс адаптации). При этом для одной и той же физиологической функции организма (например, терморегуляции) может осуществляться как регулирование по возмущению, так и регулирование по отклонению.

II. Основная часть

Биологические системы обладают способностью менять задание, программу, определяющую результат их функционирования, в целях улучшения результата деятельности или приспособления к изменениям условий внешней среды. По-видимому, в живых системах не существует таких состояний, которые позволили бы на основе выбора того или другого варианта однозначно решить требуемую задачу. Система постоянно находится в поиске оптимума, положение и пути достижения которого варьируются в зависимости от изменения условий [4]. Более того, повышение прочности приводит к проигрышу в избирательности, а длительное время жизни биосистемы в определенном состоянии на любом уровне организации системы увеличивает вероятность накопления ошибок и сбоев в работе системы в целом. На молекулярном уровне высокая скорость, например, начального этапа первичных процессов фотосинтеза оплачивается затратой части энергии светового

кванта; на клеточном уровне - достижение высокой энергетической эффективности реакций достигается за счет замедления времени их прохождения. На органном уровне - более высокая избирательность реакций у высших биологических форм требует более жесткого поддержания гомеостаза, что приводит к дополнительным затратам энергии и снижением устойчивости к различным внешним воздействиям [5]. С физической точки зрения такое поведение является проявлением на биологическом уровне конкурирования процессов упорядочения и хаотической динамики развития системы. Причем, как это не покажется странным, но для биологических систем существенное преобладание процессов упорядочения есть синоним слова «смерть».

Эта закономерность проявляется и на более высоких уровнях организации сложных биологических систем. Чем выше уровень организации системы, тем более неустойчивым он оказывается к воздействиям дестабилизирующих внешних факторов.

На молекулярном, клеточном, организменном и межличностном уровне (т.е. от процессов воспроизведения белков и до возникновения «любви с первого взгляда») эффективность биологических систем управления и борьбы с искажениями информации в процессе передачи и воспроизведения достигается за счет создания избыточности информации и передачи сигналов большому числу параллельных каналов. Стремительная скорость роста современных городов и оптимизация их построения по крайне малому числу параметров (прибыль, наличие транспортных артерий) лишает систему безопасности даже этой возможности.

При воздействии внешних полей интенсивности порядка кТ, биологические системы ведут себя, как единое целое, демонстрируя характерное 3-х этапное поведение при увеличении силы внешнего воздействия:

- начальное возрастание отклика биосистемы,
- выход на постоянный уровень реакции вне зависимости от возрастания воздействия,
- необратимый слом биосистемы при дальнейшем увеличении интенсивности внешнего поля.

Для таких эффектов характерно существование «амплитудных и частотных окон» оптимального внешнего воздействия, а также внутренних «временных окон», когда сама биологическая система оптимальным образом реагирует на внешнее воздействие. При этом изменение частоты или длительности внешнего воздействия всего лишь на несколько процентов или сочетание нескольких типов внешнего воздействия может привести к биологическим эффектам разных знаков. При воздействии слабых полей, к которым безусловно относятся и естественные электромагнитные и акустические поля, поведение биологических систем начинает определяться иерархическим взаимодействием подсистем и процессами самоорганизации внутри биологической системы [6]. Все это затрудняет воспроизводимость биофизиче-

ских экспериментов и построение удачных кибернетических моделей поведения сложных биосистем при воздействии естественных внешних полей.

III. Заключение

В настоящее время наиболее интересными и перспективными направлениями поиска механизмов управления адаптацией является рассмотрение синергетических особенностей развития биосистем, как нелинейных открытых систем, и изучение роли воды в регуляции биологических процессов. В общем случае поведение нелинейной открытой детерминированной системы определяется симбиозом динамики, предопределенности и случайности. В этом случае при рассмотрении биологических систем необходимо учитывать комбинаторный характер наблюдаемых эффектов, и учитывать (наряду с экзогенной и эндогенной ритмикой процесса) существенную роль флуктуационных и шумовых эффектов. Одним из важных направлений изучения таких эффектов может стать изучение процессов фазовых переходов в макро-биологических системах, и поиски предвестников перехода системы в турбулентный режим функционирования [6]. В таких системах качественным отражением происходящих процессов могут быть параметры, описывающие степень хаотичности системы в различных устойчивых состояниях [4]. На клеточном уровне существенно изучение роли тепловых флуктуаций макромолекул [5], как возможного механизма подстройки биологической системы под слабые внешние воздействия и регулятора времени жизни клеток, а также отслеживания внешней частоты путем естественного уширения и сдвига характерных биологических частот.

Работа поддержана грантом РФФИ 03-02-16384.

IV. Список литературы

- [1] Б. М. Владимирский, Н. А. Темуриянц «Влияние солнечной активности на биосферу - ноосферу», Издательство МНЭПУ, Москва, 2000, 374 стр.
- [2] Э.Э. Годик, Ю.В. Гуляев // Человек «глазами радиофизики». Радиотехника 1991, №8, с.50-62
- [3] В. Н. Бинги, А. В. Савин // Физические проблемы действия слабых магнитных полей на биологические системы. УФН, 2003, т.173, №3, с.265-299
- [4] Г. С. Теслер «Новая кибернетика», - Киев, Логос, 2004, 402 стр.
- [5] С. И. Аксенов «Вода и ее роль в регуляции биологических процессов», -Москва, МГУ, 2004, 212 с.
- [6] М. В. Рагульская // Синергетические аспекты поведения биологических систем при воздействии непороговых внешних полей. Биомедицинские технологии и радиоэлектроника, 2005, №1-2, с.3-12.

ADAPTATION CONTROL OF BIOLOGICAL SYSTEMS AT INFLUENCE OF FACTORS OF THE NATURAL ENVIRONMENT

Afonin D. G.*, Vishnevsky V. V., Ragulskaya M. V.**

* *Physics Department, Moscow State University
Leninskie Gory, Moscow, GSP-2, Russia, 119992*

** *Institute for Terrestrial Magnetism
and Radiopropagation (IZMIRAN), Troitsk, Russia
Phone: (095) 939-2094. E-mail: afonin@phys.msu.su,
ramary2000@yahoo.com*

Abstract – Control processes of adaptation of biological systems upon influence of factors of the natural environment are studied in the present article in detail. Directions of researches of these processes are planned.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЧЕЛОВЕКА КАК ОБЪЕКТА РАДИОВИДЕНИЯ

Артемова Т. К., Артемова О. К.

Ярославский государственный университет им. П. Г. Демидова
ул. Советская, д.14, Ярославль – 150000, Россия
Тел.: +7(0852) 797770; e-mail: artemova@uniyar.ac.ru

Аннотация – Предложена радиолокационная модель тела человека. Рассмотрен способ представления модели регулярной и шумовой компонентами.

I. Введение

Человек представляет собой один из самых интересных объектов радиолокации, радиоголографии и других способов видения. Модель человеческого тела, с одной стороны, адекватная реальности, а с другой стороны простая, позволит проводить моделирование этих процессов, а также может служить эталоном для предоставления информации системам опознавания, например, людей в зоне стихийных бедствий.

Целью работы является построение удовлетворяющих названным требованиям модели человека, как радиолокационной цели.

II. Основная часть

Радиолокационная цель может быть представлена в виде регулярной и шумовой компонент [1]. Нами была выдвинута гипотеза о том, что тело человека, как радиолокационная цель, может быть представлено тремя основными компонентами:

1. регулярная часть – набор правильных фигур, вместе составляющих человеческую фигуру;
2. шумовая часть – объемные "поправки" частей тела, параметры которых являются характерными для каждого конкретного индивида;
3. шумы взаимодействия регулярных фигур, например, тени.

Исследование посвящено проверке данной гипотезы.

При моделировании цели в качестве составных частей тела человека были подобраны правильные тела таким образом, чтобы обеспечивалась максимальная схожесть с фигурой человека и возможность масштабирования: взрослый – ребенок.

Геометрической фигурой, описывающей регулярные части тела (торс, руки, ноги) выбран эллиптический цилиндр. Поверхность головы моделировалась как сфероид.

Шумовая часть цели представлена шумом с нормальным распределением.

Модель строится для случая ближней локации, когда расстояние до цели позволяет воспринимать рассеянное телом человека поле не только в направлении, обратном направлению облучения, но и в других, что обуславливает необходимость использования бистатической диаграммы рассеяния (ДР) в общем случае.

Бистатическая диаграмма рассеяния строится на основе диаграммы обратного рассеяния, для эллиптического цилиндра имеющей вид [2]:

$$\sigma(\theta, \phi) = \frac{kb^2 a^2 l^2 \sin \theta}{(a^2 \cos^2 \phi + b^2 \sin^2 \phi)^{3/2}} \left(\frac{\sin(kl \cos \theta)}{kl \cos \theta} \right)^2,$$

где θ – угол падения излучения;

ϕ – азимутальная составляющая угла падения;
 $k = 2\pi / \lambda$ – волновой вектор;
 a, b – полуоси эллиптического цилиндра;
 l – высота цилиндра.

Отражательные свойства цилиндра как модели торса тела человека отображены на рис. 1.

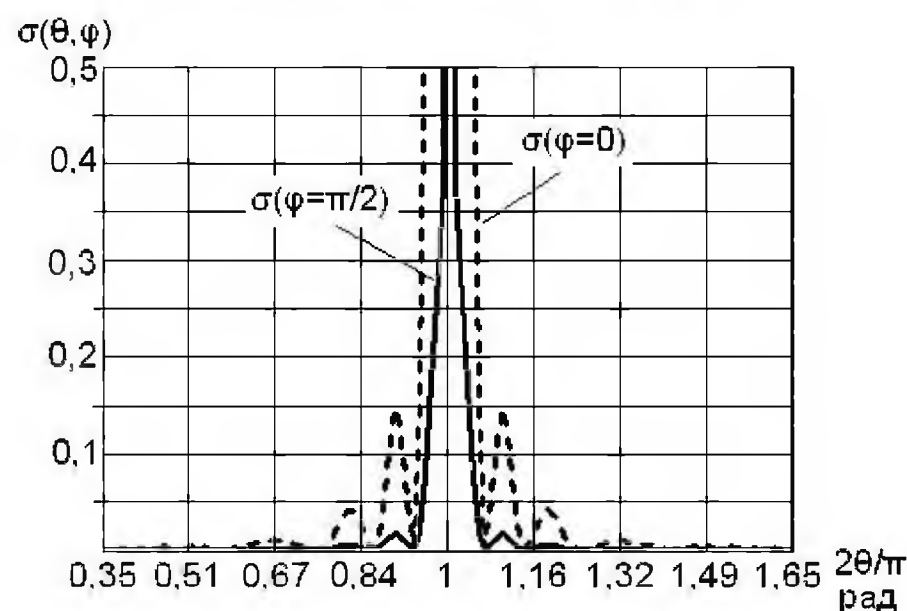


Рис. 1. Диаграмма рассеяния эллиптического цилиндра.

Fig. 1. Scattering diagram of elliptic cylinder

Модель тела человека характеризуется эквивалентной средневзвешенной по объему диэлектрической проницаемостью тела. На основе литературных данных [3,4,5] были получены частотные зависимости диэлектрической проницаемости отдельно для частей, а затем и для всего тела для моделей мужчины, женщины и ребенка (рис. 2).

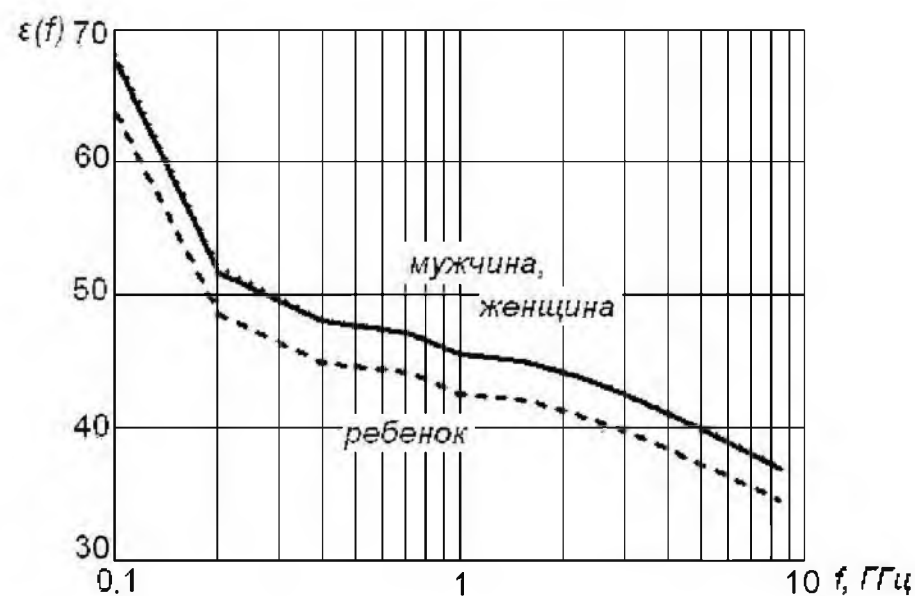


Рис. 2. Эквивалентная средневзвешенная диэлектрическая проницаемость тела с учетом его линейных размеров.

Fig. 2. Equivalent dielectric permeability of a body taking into account its linear sizes

Динамическая модель может быть получена из вышеописанной статической путем учета, во-первых, статистических зависимостей положения и ориентации в пространстве частей тела при движении; во-вторых, учетом движения грудной клетки и брюшной

полости при дыхании; в-третьих, учетом малых изменений размеров тела, вызванных пульсациями потока крови из-за работы сердца.

Таким образом, по сигналу, пришедшему от модели, можно было бы опознать человека: по энергетике можно судить о веществе и о росте (благодаря резонансным размерам частей тела спектр отклика будет иметь характерный вид), по диаграмме рассеяния – о форме (человек ли перед нами), по наличию шумовой компоненты – о том, статичен или находится в движении, по наличию в спектре отраженного сигнала доплеровских частот – жив ли и т.п.

Исходя из соответствующих линейных размеров частей тела получены частоты в МГц ожидаемых резонансов поглощения, приведенные в таблице 1.

Таблица 1
Table 1

Часть тела	Модель		
	Мужчина	Женщина	Ребенок
кисть	468,7	535,7	750,0
предплечье	267,8	340,9	500,0
тело	113,6	144,2	187,5
рука	93,7	113,6	250,0
нога	71,0	86,2	125,0

Для экспериментальной проверки гипотезы модель тела человека облучалась парааксиальным пучком с длиной волны 3 см. В качестве диэлектрической среды, представляющей ткани тела был взят физиологический раствор со скорректированной согласно модели концентрацией компонентов. Исследовалась диаграмма рассеяния исследуемого объекта. Проведен эксперимент по получению радиоизображения объекта и, для сравнения результатов, поставлен эксперимент по получению радиоизображения куклы.

Результаты моделирования удовлетворительно согласуются с экспериментом.

III. Заключение

Таким образом, была выдвинута и подтверждена гипотеза о возможности представления модели тела человека как радиолокационной цели регулярной и шумовой компонентами. Определен и апробирован способ такого представления.

IV. Список литературы

- [1] J. R. Huynen. Phenomenological theory of radar targets. Drukkerij Bronder-offeset N.V. Rotterdam, 1970.
- [2] Майзельс Е. Н., Торгованов В. А. Измерение характеристик рассеяния радиолокационных целей. – М.: Советское радио, 1972.
- [3] Штемлер В. М., Колесников С. В. Особенности взаимодействия электромагнитных полей с биообъектами. – Физиология человека и животных, т. 22. – М.: ВИНТИ АН СССР, 1978, с. 9-67.
- [4] Калантаевская К. А. Морфология и физиология кожи. – К.: Здоровье, 1965.
- [5] Пресман А. С. Электромагнитные поля и живая природа. – М.: Наука, 1968.

SIMULATION OF HUMAN BODY AS AN OBJECT OF RADIOVISION

Artemova T. K., Artemova O. K.
Yaroslavl State University
14, Sovetskaya St., Yaroslavl - 150000, Russia
phone: (0852) 797770
e-mail: artemova@uniyar.ac.ru

Abstract – Radar-tracking model of a human body that consists of regular and noise components, is presented and tested.

I. Introduction

A human body is one of the most interesting objects for radiolocation, radioholography and other vision schemes. There is a need in body simulation that is both simple and realistic. That will allow to simulate radiolocation and radioholography processes and to create comparison template in problems of people recognition in zones of natural calamities.

The aim of the work is to design such model as radar-tracking object.

II. Main Part

The basis of the research is a hypothesis that the human body, as a radar-tracking target, can be presented by three basic components. The regular part is a set of regularly shaped bodies that, being joined together, form a general shape of a human figure. The noise part is volume amendment to parts of the body whose parameters are specific for every individual, and also it is the noise of interaction of regular figures, i.e. shadows. Thus, the purpose of the research is to check the given hypothesis.

Scattering properties of regular parts of the model are described by bistatic scattering diagram. Objects, that present body parts, are chosen to be a cylinder and a spheroid. A torso of a human body is presented by an elliptic cylinder (fig. 1).

The noise part of the model is presented by parts with normal distribution of sizes, position and orientation in space.

Obtained equivalent dielectric permeability of a human body for the model of a man, a woman and a child are shown in figure 2.

In order to test the hypothesis, a series of experiments was carried out. The model phantom was irradiated by paraxial beam with the wavelength of 3 cm. The scattering diagram of the model was investigated. Also a radio image of the model was obtained.

III. Conclusion

Thus, the hypothesis about an opportunity to form a human body model by regular and noise components has been proved experimentally. The way of such presentation is determined.

МОДЕЛИРОВАНИЕ СЛОЖНЫХ МНОГОУРОВНЕВЫХ БИОЛОГИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ И РИТМОВ

Шалатонин В. И.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники БГУИР
ул. П. Бровки, д. 6, Минск, – 220013, Беларусь
Тел.: +375 17 2398095; e-mail: microwave@gw.bsuir.unibel.by

Аннотация – Показано, что нелинейные, фрактальные эффекты в GaAs полупроводниковых структурах с объемной флуктуационной неустойчивостью могут быть использованы для моделирования процессов формирования и синхронизации многоуровневых биологических ритмов и колебаний.

I. Введение

Объектом нашего исследования являются широко используемые в электронике СВЧ и КВЧ нелинейные среды - полупроводниковые соединения группы A^3B^5 . В таких соединениях (GaAs, InP, ZnSe, CdTe, InSb и др.), помещенных в сильное электрическое поле, состоящее в общем случае из постоянной и переменной компонент, происходят сложные электронные процессы междолинного переноса, приводящие к появлению объемной отрицательной проводимости (ОП), сопровождаемой эффектами флуктуационной неустойчивости (эффект Ганна). Результатом этого является инициирование волн пространственного заряда, распространяющихся в среде полупроводника. Предложено использовать представление об эффекте Ганна для объяснения способности биологических структур, например мембраны нервного волокна, преобразовывать постоянный ток в серию нервных импульсов [1]. В связи с этим вызывают также интерес сообщения о наличии участков ОП на вольт-амперных характеристиках между отдельными точками тела человека и о возникновении импульсных колебаний на этих участках [2].

С начала 90-х годов возникло новое направление исследований соединений A^3B^5 . В своих публикациях исследователи из Дании, США, Германии, Великобритании, Японии сообщают о странной хаотической динамике колебаний, полученной при моделировании автоколебательного поведения в арсенид-галлиевых соединениях. Примерно в эти же годы численное моделирование GaAs структур проводилось и в БГУИР [3,4]. Среди полученных результатов наиболее интересными для биологических приложений, на наш взгляд, являются следующие:

- характер нелинейной динамики в GaAs структурах близок к процессам в релаксационной модели генератора с управляемым порогом, широко используемой для изучения колебательных процессов в биологических структурах и живых организмах;
- установлено наличие в зонах захвата фазы численных соотношений, близких к золотому сечению. Как известно, соотношения золотой пропорции широко распространены в живой природе и определяют фундаментальные закономерности формирования и развития организмов.
- при исследовании фазового отклика на одиночный импульсный сигнал обнаружена область сингулярности, огибаемая спиральной поверхностью. Известно, что такими свойствами обладает сингулярность у большинства биологических ритмоводителей (биение сердца, дыхательные ритмы, колебания температуры тела и др.).

В настоящей работе приводятся и анализируются новые результаты, полученные при экспериментальном исследовании нелинейной хаотической динамики автоколебательной системы, состоящей из $3\mu\text{m}$ GaAs диода Ганна (ДГ), помещенного в волноводную резонансную цепь.

II. Основная часть

Эксперименты показали, что ДГ, включенный в КВЧ резонансную цепь, при определенных условиях может быть источником фрактального, хаотического колебания, распределенного по удаленным друг от друга участкам спектра. Основные свойства такой системы можно объяснить нелинейным взаимодействием собственного пролетного колебания ДГ с колебанием, которое возбуждается в резонансной полости, окружающей ДГ. Динамический нестабильный баланс взаимодействующих колебаний приводит к сложному сигналу, имеющему хаотический или эквидистантный спектр. Полный частотный спектр выходного сигнала состоит из двух взаимодействующих частей: КВЧ хаотического спектра ($\Delta f = 4-9 \times 10^{-3} f$ для $f = 35-45$ ГГц и радиочастотного (РЧ) хаотического или квазилинейчатого спектра (от $\sim 0.001 \dots 0.01$ до $\sim 100 \dots 400$ мГц). Частотное расстояние между ними необычно велико: отношение их средних частот находится в пределах $\sim 10^3 \dots 10^5$. Эти части результирующего сигнала синхронизированы и могут существовать только совместно, т.к. формирование РЧ субгармонического колебания является условием «мирного» сосуществования взаимодействующих КВЧ колебаний. РЧ колебание легко регистрируется и измеряется в цепи питания ДГ с помощью осциллографа и/или анализатора спектра. Оказалось, что КВЧ и РЧ хаотические спектры можно одновременно трансформировать в линейчатые с помощью объемного КВЧ резонатора, связанного посредством диафрагмы с основной резонансной цепью. В тоже время, как и ожидалось, наши попытки синхронизировать выходной сигнал путем подачи в цепь питания гармонического РЧ колебания не привели к успеху. Наши исследования показывают, что нелинейное взаимодействие автоколебаний внутри анализируемой системы в общих чертах может быть описано как поведение нелинейного осциллятора с приложенным извне воздействием.

III. Дискуссия и заключение

Автоколебательные системы рассмотренного типа широко применяются в биологических и технических объектах. Подобные колебательные системы можно, например, наблюдать в языковых музыкальных инструментах и при формировании речевых сигналов.

Голосовой тракт человека можно рассматривать как резонансную трубу, которая с одной стороны ограничена ртом и носом, а с другой – голосовыми связками. Квазипериодические колебания, которые обычно связывают с гласными звуками, возникают в результате нелинейного взаимодействия периодических пульсаций, создаваемых голосовыми связками

и потоком воздуха из легких с одной стороны, и резонансными колебаниями, возбуждаемыми в голосовом тракте. Поэтому неудивительно, что в наших исследованиях форма РЧ колебаний, полученных путем моделирования и экспериментально, весьма близка к форме некоторых гласных звуков.

Подобные колебательные системы наблюдаются и в биологии. Исследования показывают, что многие клеточные структуры проявляют схожие колебательные свойства. Например, оказалось, что поведение дрожжевых клеток, находящихся под воздействием электромагнитного поля с вариацией частоты и интенсивности, имеет определенное сходство с поведением возбуждаемой извне резонансной автоколебательной системы [5].

Синхронизированные колебательные процессы, существенно различающиеся по частоте, обнаружены в живых организмах. Например, необычные, однако согласующиеся с нашими исследованиями, результаты были получены при изучении циркадианных биологических ритмов, отличающихся, как известно, высокой степенью стабильности. В процессе эксперимента люди подвергались воздействию слабого электромагнитного поля с частотой 10 Гц. Неожиданно было обнаружено, что это поле может захватывать и существенно изменять циркадианные ритмы сна и бодрствования и даже ритмы изменения температуры тела людей, вовлеченных в эксперимент [6]. Отношение периодов собственного циркадианного ритма и приложенного сигнала составляет $\sim 10^6$, что вполне соответствует экспериментальным значениям для исследованной п/п структуры.

Полученные результаты показывают, что изучение особенностей нелинейной фрактальной динамики колебаний в GaAs и, возможно, других полупроводниках группы A^3B^5 , может способствовать раскрытию важных закономерностей в процессах самоорганизации и развития биологических структур и объектов.

IV. Список литературы

- [1] Эрнст Е. Субатомная биология: электронная биология, биополупроводимость. Биофизика, 1975, т. 20, № 3, с. 540-546.
- [2] Марков Ю. В. Рефлексотерапия в современной медицине: от мифов и легенд – к реальности. СПб.: Наука, 1992.
- [3] V. Shalatonin, and V. Mishchenko. Nonlinear transport phenomena and mode locking in millimetre-wave Gunn-instability structures, *Int. Journal of Electronics*, 2000, V. 87, No. 8, pp. 897-908.
- [4] V. Shalatonin, V. Mishchenko, and D. Kisel. Spatio-Temporal Chaotic Dynamics in Millimetre-Wave Gunn Devices, *Nonlinear Phenomena in complex systems. An Interdisciplinary Journal*, 2004, V. 7, No. 1, pp. 52-60. (<http://www.j-npcs.org/abstracts/vol2004no1.html>)
- [5] W. Grundler. Interaction of high frequency electromagnetic fields with biological systems, *Neural Network World*, 1995, No. 5, pp. 775-778.
- [6] R. A. Wever. The electromagnetic environment and circadian rhythm of human subjects. In *Static and ELF Electromagnetic fields: biological effects and dosimetry*, edited by M. Grandolfo, S. M. Michelson and A. Rindi. New York: Plenum Press, 1985, pp. 477-523.

MODELING OF COMPLEX BIOLOGICAL OSCILLATIONS AND RHYTHMS

Shalatonin V.
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics BSUIR
6, P. Brovki Str., Minsk, 220013, Belarus
Ph.: + 375 17 2398095,
e-mail: microwave@gw.bsuir.unibel.by

Abstract – It is shown that nonlinear dynamics of GaAs with Gunn effect has a certain similarity to the oscillatory behavior of some biological systems and structures, which have an inherent oscillatory character.

I. Introduction

The past decades have seen heightened interest in the exploitation of chaotic spatio-temporal oscillations for useful applications in biology. An example, which is of particular current interest, is the nonlinear dynamics of current Gunn oscillation in GaAs. Our previous investigations of the Gunn effect have revealed the existence of specific nonlinear features. We discuss the obtained new results, which prove that its utilization may be useful in modelling and investigations of biological oscillations and rhythms.

II. Main Part

In our experimental system the intrinsically unstable time-periodic motion of the Gunn field domains is forced by an own microwave signal that is excited in the resonant microwave circuit surrounding the diode. Their interaction, easily variable by the circuit tuning can lead to chaotic and other interesting scenarios. The full frequency spectrum of the output wide-band signal consists of the two interconnected parts: the EHF chaotic spectrum and the RF chaotic or quasi-line spectrum. The ratio of their middle frequencies is very large and amounts to $10^3 \dots 10^5$. It is surprising that the Gunn oscillatory system can organise its behaviour on such a large frequency scale. These parts of the signal can exist only together because the forming of the RF subharmonic oscillation is the condition of the coexistence of the microwave oscillations interacted. The EHF and RF chaotic spectrums can be transformed into the line one by an additional microwave resonator tuning. The examples of the self-oscillating behaviour of this type have been reported from the almost all branches of science. One can see other examples in biology. For instance, wide range of biological cells shows general oscillatory phenomena. Comparing the frequency- and intensity dependent response of the yeast cells with the behaviour of an externally disturbed nonlinear resonator, some similarities can be observed, provided the oscillating model system is self-sustained. The described long-range coherence is also observed in living systems. For example, the rather similar properties were found by researching human circadian rhythms, which imply a high degree of coherence.

III. Conclusion

On the base of a number carried-out experiments we have concluded that a Gunn diode placed into microwave resonant circuit may exhibit large-scale noise-like, as well as coherent, behavior. The obtained results may stimulate further development of models of far more complex biological oscillations and rhythms. A better understanding of the long-scale oscillatory behaviour may be also significant for investigation of some dynamical diseases.

ПРИБОРНЫЙ КОМПЬЮТЕРИЗИРОВАННЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО СОСТОЯНИЯ ОПЕРАТОРОВ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СТАНЦИЙ

Шишкин Г. Г., Агеев И. М., Еськин С. М., Литвинов В. Н., Рыбин Ю. М., Смирнов А. Г., Шишкин А. Г.
Московский авиационный институт (государственный технический университет) «МАИ»
125993, г. Москва, А-80, Волоколамское шоссе, 4, ГСП-3
тел. 095-158-44-39, e-mail: ntil@mai.ru

Аннотация – Описан принцип действия приборного компьютеризированного комплекса для диагностики психоэмоционального и функционального состояния человека и некоторые результаты его испытания.

I. Введение

Разработанный приборный комплекс, предназначенный для диагностики и контроля психоэмоционального состояния человека, может с успехом применяться для контроля состояния операторов современных РЭС в процессе их профессиональной деятельности. Целью такой диагностики является принятие решения о совместимости состояния оператора и выполняемых им обязанностей. Важной особенностью приборного комплекса является его способность быстро и без отрыва оператора от своей деятельности проводить диагностический сеанс. Методики измерений являются неинвазивными, время диагностики состояния составляет 2 минуты.

II. Основная часть

В основе работы приборного комплекса лежат четыре методики диагностики функционального состояния человека: измерение кожно-гальванической реакции (КГР), измерение тремора мышц, анализ голоса, измерение параметров надтеплого излучения биологического объекта (НИБ) [1]. При этом последняя из перечисленных методик является уникальной.

Комплекс состоит из четырех каналов измерения, каждый из которых реализует одну из перечисленных методик. Измерительный канал состоит из датчика и схемы первичной обработки информации. Сигнал со всех каналов поступает в ЭВМ по средствам многоканальной платы сбора данных. После этого сигнал анализируется разработанным программным обеспечением, являющимся составной частью комплекса. По результатам анализа выносятся решения о состоянии обследуемого. Рассмотрим более подробно каналы.

Канал «КГР» осуществляет измерение электрических параметров кожи человека. В качестве датчика данного канала используются электроды, выполненные из биологически инертного материала. Анализ сигнала проводится с целью выявления численного значения следующих характеристик: абсолютного значения сопротивления кожи – R_k , динамики изменения абсолютного значения сопротивления – D_k , амплитудной и частотной характеристики временной зависимости разности потенциала между двумя участками кожи – I и F .

Канал «Тремор» осуществляет измерение частоты – f и интенсивности тремора – A рук обследуемого. В качестве датчика данного канала используется датчик ускорения. Для вычисления упомянутых параметров проводится спектральный анализ сигнала.

Канал «Голос» осуществляет анализ речи оператора. Данный канал реализован в основном про-

граммно и требует для своей работы довольно мощную вычислительную систему. В ЭВМ проводится обработка голоса обследуемого, записанного с помощью микрофона. В результате анализа вычисляются: время произнесения слова, частота основного тона голоса, динамический диапазон и спектральный состав речи.

В основе работы канала «НИБ» лежит неизвестное ранее явление, заключающееся в следующем [2]. При нагреве воды электрическим нагревателем на определенную температуру ее проводимость увеличивается. При нагреве воды биологическим нагревателем (например, рукой) на ту же температуру проводимость воды увеличивается на значительно большую величину. Дополнительный прирост проводимости обуславливается воздействием на воду излучения присущего биологическому объекту. При этом интенсивность данного воздействия, как было выявлено, зависит от функционального состояния обследуемого. Количественно биологическое воздействие на воду можно характеризовать следующим параметром:

$$B = \frac{\Delta\sigma_B - \Delta\sigma_t}{\sigma_0} \cdot \frac{1}{\Delta t}, \quad (1)$$

где $\Delta\sigma_B$ – изменение проводимости за время воздействия, $\Delta\sigma_t$ – изменение проводимости за время нагрева, σ_0 – начальное значение проводимости, Δt – изменение температуры воды за время нагрева (воздействия).

Для проведения достоверной диагностики состояния оператора необходимо иметь базу данных измеряемых значения физиологических параметров, при нахождении обследуемого в различных состояниях.

При тестировании прибора было проведено несколько серий экспериментов, результаты, которых показывают, что разработанный комплекс успешно осуществляет регистрацию изменения функционального состояния. Прибор регистрировал изменение состояния при воздействии на оператора следующих факторов: проведение экзамена; умственная нагрузка; физическая нагрузка; употребление алкоголя и курение; воздействие электромагнитного излучения.

В плане диагностики состояния операторов РЭС основной интерес представляет изменение параметров, регистрируемых прибором при нагрузке (устомление) и при воздействии электромагнитного излучения. Исследование изменения биометрических показателей при нагрузке было проведено с участием студентов МАИ, а также пациентов и персонала ГВКГ им. Н. Н. Бурденко. (Всего около 140 человек).

В результате было установлено, что изменение параметров в целом носит индивидуальный характер, однако некоторые параметры изменяются одинаковым образом у большинства обследованных. Так, например, параметр надтеплого излучения при работе, требующей внимания и умственного на-

COMPUTERIZED SYSTEM FOR FUNCTIONAL STATUS OF ELECTRONICS OPERATORS DIAGNOSTICS

Shishkin G. G., Ageev I. M., Eskin S. M., Litvinov V. N.,
Rybin U. M., Smirnov A. G., Shishkin A. G.*
Moscow Aviation Institute (State Technical University)
* Lomonosov Moscow State University
125993, Moscow, A-80,
Volokolamsky shosse, 4, GSP-3
Ph.: 095-158-44-39, e-mail: ntil@mai.ru

Abstract – The computerized system allowing to determine the functional state of operators of radioelectronic stations is designed. The system consists of 4 channels: skin resistance, tremor, voice and NIB (not known earlier phenomenon). The diagnostic time is about 2 min. The developed system does not require special sensors and is very simple in use.

I. Introduction

Developed computerized system is intended for dynamic operators state diagnostic. This device controls the state of modern radio electronic system operators. The goal of diagnostic is acceptance decision about compatibility operator condition and its assumption. The general feature system is short time of measuring cycle without operator work interruption.

II. Main Part

Four diagnostic biometric methods of operational person state are used in the system: skin galvanic reaction (SGR), muscle microtremor measuring, voice analysis and super thermal humans radiation (STR) measuring [1]. Last method is unique. System includes four channel realized these methods.

Electric operation factors of humans skin is measured by "SGR" channel. Frequency and amplitude hands tremor are measured using the "Tremor" channel. Channel "Voice" analyzing voice parameters.

When water is heated using electric heater its conductivity increases. When water is heated by a biological object its conductivity increases more.

We have tested our device. System successfully registers modification of human operational state. Device registered modification state at influence of the following factors: examination, mental workload, physical workload, smoke, spirits, and influence of electromagnetic radiation.

We ascertained that parameters modification is individual for each human but tendency is modified equally for all.

Important factor that influences operator work is the action of human electromagnetic radiation. This influence is registered booth by channels "KGR" and "NIB".

III. Conclusion

System for diagnostic human functional state is designed and tested. Operator preparation for diagnostic and special sensors installation on his body is not required. The device may be used for diagnostic of operator functional state without interruption of his work.

пряжения, возрастает, причем в некоторых случаях в 1.5 – 2 раза. При утомлении же наблюдается уменьшение параметра до значений ниже индивидуально нормального (до двух раз при 2.5 часовой напряженной работе на компьютере). В этом случае наблюдается также уменьшение параметра КГР – I и параметра тремора – А.

Следует отметить, что корректная диагностика состояния оператора требует регистрации и анализа данных всех каналов. Так снижение параметра надтеплового излучения наблюдается не только при утомлении, но и при сильном волнении, состоянии депрессии и др. В то же время в этих состояниях параметр тремора А возрастает.

Важным фактором, влияющим на работу оператора РЭС, является действие на него электромагнитного излучения. В рамках испытания разработанного прибора были проведены исследования изменений регистрируемых параметров при облучении человека низкочастотным магнитным полем (частота 6 – 50Гц при индукции магнитного поля около 0.5Тл) в течение 1 часа. В результате было обнаружено изменение параметра надтеплового излучения и сопротивления кожи.

III. Заключение

Разработан и прошел первые испытания приборный компьютеризированный комплекс, позволяющий определять психоэмоциональное состояние человека. Поскольку в приборе используются неинвазивные методы диагностики физиологических параметров, не требующие подготовки обследуемого или установки специальных датчиков, а время регистрации и последующей компьютерной обработки составляет 2 минуты, прибор может быть с успехом применен для определения функционального состояния операторов РЭС в процессе их работы. Прибор регистрирует как известные физиологические параметры (тремор, КГР) [3], так и уникальный параметр, характеризующий неизвестное ранее явление (НИБ). Для анализа голоса разработана оригинальная программа, позволяющая значительно ослабить требования к параметрам компьютера и сократить время обработки.

IV. Список литературы

- [1] Шишкин Г. Г., Агеев И. М., Литвинов В. Н., Рыбин Ю. М., Смирнов А. Г. Измерительный комплекс для оценки психофизиологического состояния человека. I-я Международная научная конференция «Авиационная инженерная психология и эргономика».
- [2] Агеев И. М., Шишкин Г. Г. Изменение проводимости воды при ее нагревании различными типами источников тепла, включая биообъекты. Биофизика, 2002, Том 47, вып. 5, стр. 782 – 786.
- [3] В. А. Варламов. Детектор Лжи. М.: «ПЕР СЭ-Пресс», 2004.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПОЛЯРИЗОВАННОГО СВЕТА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ НАПРЯЖЕННО-ДЕФОРМИРОВАННОГО СОСТОЯНИЯ ГЛАЗА

Кочина М. Л., Калиманов В. Г.

*Харьковский национальный университет радиотехники
пр.Ленина 14, Харьков –61166, Украина
тел.: 057-7021444, e-mail: m_kochina@yahoo.com*

Аннотация – Приведены результаты использования модели напряженно-деформированного состояния глаза для дифференциальной диагностики патологии глазодвигательных мышц. Показана возможность использования оптической анизотропии роговицы живого глаза, наблюдаемой в поляризованном свете, для диагностики глазной патологии.

I. Введение

Оптическая анизотропия роговицы живого глаза обусловлена свойствами роговичного коллагена, взаиморасположением его волокон в ткани роговицы, величиной внутриглазного давления и структурно-функциональным состоянием глазодвигательных мышц. При исследовании роговицы в поляризованном свете на ней наблюдается интерференционная картина в форме ромба, расположенного по периферии роговицы, параметры которого, как было нами установлено, зависят от силы действия и места прикрепления к склере глазодвигательных мышц, что позволяет использовать ее для диагностики глазной патологии [1-9].

II. Основная часть

Использование поляризонно-оптического метода позволяет исследовать физическую природу оптической анизотропии роговицы живого глаза и установить вклад каждого из действующих факторов в формирование интерференционной картины, наблюдаемой на ней. Внутриглазное давление (Вгд) растягивает роговицу, действуя на каждую ее точку с одинаковой силой. Однако, внутренние напряжения, возникающие в ней в разных точках, будут различны, что обусловлено градиентом толщины роговицы (в центре она тоньше, чем по периферии). Усилия прямых глазодвигательных мышц, приложенные к склере в области главных меридианов, растягивают роговицу, также, создавая в ней внутренние напряжения. В каждой точке роговицы возникают суммарные напряжения, обусловленные суперпозицией напряжений от действия глазодвигательных мышц и Вгд. Усилия косых мышц приложены за экватором и вклад в напряженное состояние роговицы не вносят.

Разработка способов диагностики и хирургического лечения патологии глазодвигательных мышц (косоглазие, гетерофория) и определения уровня Вгд без контакта с глазом пациента стала возможной в результате использования математической модели напряженно-деформированного состояния глазного яблока, поскольку экспериментальное получение и правильная трактовка данных были затруднены. Это связано с тем, что исследовать анатомические особенности одновременно всех глазодвигательных мышц в процессе операции нельзя, поскольку это нарушит нормальную трофику глаза. Разная форма интерференционных картин (разные варианты смещений углов интерференционного ромба от главных меридианов, разрывы изохром, скругление углов и др.), наблюдаемых на роговице глаза в поляризо-

ванном свете, могут быть обусловлены различными сочетаниями сил действия и мест прикрепления глазодвигательных мышц. Для правильной трактовки получаемых результатов была использована модель. Для упрощения расчетов распределения внутренних напряжений в роговице и построения изохром и изоклин были сделаны следующие упрощения:

1. Считаем, что глазное яблоко представляет собой тонкую сферическую оболочку, заполненную жидкостью. Так как мы исследуем распределение внутренних напряжений только в роговице, то считаем, что радиус кривизны глазного яблока равен среднему радиусу кривизны роговицы. Оболочку глаза можно считать тонкой, так как отношение толщины ее стенки к радиусу кривизны величина малая. Градиентом напряжений по толщине оболочки, исходя из условия ее тонкости, пренебрегаем. Для упрощения расчетов считаем оболочку сферической.

2. Считаем, что упругие свойства оболочки одинаковые.

3. Считаем, что оболочка заполнена однородной жидкостью (не учитываем сложное внутреннее строение глазного яблока).

4. При расчетах учитываем только градиент толщины роговой оболочки, остальную же часть глазного яблока считаем однородной по толщине.

5. Считаем, что на роговую оболочку действуют только наружные прямые мышцы, действие косых мышц не учитываем. Это обусловлено тем, что косые мышцы приложены за экватором и направление их усилий таково, что они непосредственно не влияют на распределение напряжений в роговице, а при своем сокращении только сжимают склеру.

Приведенные упрощения позволили установить качественную зависимость между приложенными к глазному яблоку усилиями со стороны глазодвигательных мышц и возникающими в роговице напряжениями. Глазодвигательные мышцы приложены к оболочке глаза на различных расстояниях от лимба (соответственно и от экватора) и величины их усилий неодинаковы, что обусловлено их различной длиной, толщиной и наличием у мышц вертикального действия наклона к сагиттальной плоскости. Чтобы приблизить результаты расчета напряжений в оболочке к реальным условиям и иметь возможность использовать их в практических целях, были учтены реальная сила и место прикрепления каждой из наружных прямых мышц к склере и проведено исследование всех возможных вариантов их функциональных и анатомических изменений.

Для дифференциальной диагностики патологии глазодвигательных мышц с использованием модели напряженно-деформированного состояния глаза был проведен расчет и построены изохромы для всех возможных вариантов смещений мест прикрепления и различной силы действия каждой из мышц. Так, с помощью моделирования было показано, что сме-

щения углов интерференционного ромба от главных меридианов могут возникать не только при смещении места прикрепления к склере сухожилий глазодвигательных мышц, но и при усилении действия одной из мышц, при неизменных усилиях остальных. Причиной расходящегося косоглазия могут служить не только нарушения в мышцах горизонтального действия, но и аномалии прикрепления к склере вертикальных прямых мышц.

III. Заключение

Оптическая анизотропия роговицы живого глаза имеет фотоупругую природу и обусловлена растягивающим действием глазодвигательных мышц и внутриглазного давления. При исследовании роговицы в поляризованном свете на ней наблюдаются интерференционные картины, параметры которых зависят от приложенных усилий.

Модель напряженно-деформированного состояния глаза позволяет произвести расчет распределения напряжений в роговице при разных вариантах места приложения и силы действия глазодвигательных мышц, что может быть использовано для дифференциальной диагностики их патологии и определения природы и тактики лечения косоглазия.

IV. Список литературы

- [1] Пеньков М. А., Кочина М. Л. Применение поляризованного света в офтальмологии //Офтальмологический журнал, 1981, №6, с.368-372.
- [2] Cogan D. G. Some ocular phenomena produced with polarized light //Arch. Ophthal.(Chicago). - 1941. - Vol.25, N3. - P. 391-400.
- [3] Cope W. T., Wolbarsht M. Z., Jamanaski B. S. The Corneal polarization cross //Journal of the optical Society of America. - 1978. - Vol.68, N8. - P. 1139.
- [4] Zandman F. The Photoelastic effect of the living eye //Experimental mechanics. - 1966. - Vol.6, N5. -P. 19 – 25.
- [5] Bour Lo J. Polarized Light and Eye // in "Visual Optics and Instrumentation". Edited by W.N.Charman MacMillan Press,1991, P. 310 – 325.
- [6] Пеньков М. А., Алтухер Г. М., Кочина М. Л. Расчет изохром и изоклин роговой оболочки глаза //Биофизика, 1982, Том XXVIII, вып.2, с.313-316.
- [7] Пеньков М. А., Кочина М. Л., Уткин Ю. А. Автоматизированная установка для диагностики глаукомы и косоглазия // Медицинская техника, 1982, №5, с.33-34.
- [8] Пеньков М. А., Кочина М. Л., Зубарев С. Ф. и др. Результаты моделирования врожденной патологии экстраокулярных мышц //Офтальмологический журнал, 1990, №4, с.197-200.
- [9] Кочина М. Л. Особенности состояния интерференционных картин глаз при горизонтальном косоглазии // Сб. «Структурно-функциональные исследования в медицинских и биологических системах», Киев, Изд-во ИК НАН Украины, 1995, с.77-81.

THE RESULTS OF POLARIZED LIGHT USE FOR RESEARCH OF TENSELY-DEFORMED EYE STATE

Kochina M. L., Kalimanov V. G.
 Kharkov national university of radio electronics
 Lenin av., 14, Kharkov-61166, Ukraine
 Ph. 057-7021444, e-mail: m_kochina@yahoo.com

Abstract – The results of eye tensely - deformed conditions model using for differential diagnostics of oculomotor muscles pathology are presented.

I. Introduction

The optical anisotropy of alive eye's cornea is caused by properties of corneal collagen, interposition of its fibres in a tissue of a cornea, level of intraocular pressure and a structurally functional condition of oculomotor muscles. The interferential picture in the shape of rhombus whose parameters depend on force and place of attachment of oculomotor muscles is observed in polarized light on a cornea [1-9].

II. Main Part

The use of polarized-optical method allows to investigate the physical nature of alive eye cornea optical anisotropy and to establish the contribution of each of working factors in formation of interferential picture. The intraocular pressure (IOP) and efforts of straight oculomotor muscles drag out a cornea and create the internal tension in it. Total tensions appear in each point of a cornea, which is caused by superposition of tensions from the action of oculomotor muscles and IOP.

The ways of diagnostics and surgical treatment of oculomotor muscles pathology (strabismus, heterophoria) and definitions of IOP level without contact with patient's eye became possible as a result of using eye tensely - deformed conditions mathematical model.

It has been shown, that displacement of interference rhombus corners from the main meridians may appear not only at displacement of oculomotor muscles sinews attachment, but also at strengthening of action of a single muscle.

III. Conclusion

The optical anisotropy of alive eye cornea has the photoelastic nature and is caused by stretching action of oculomotor muscles and intraocular pressure.

The model of tensely - deformed eye conditions allows to make calculation of tension distribution in a cornea at different variants of application.

ВЛИЯНИЕ ПОСТОЯННОГО И ВРАЩАЮЩЕГОСЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ НА ЖИЗНЕСПОСОБНОСТЬ *Drosophila melanogaster*

Шкорбатов Ю. Г., Грабина В. А., Пасюга В. Н.
Харьковский национальный университет им. В. Н. Каразина,
Пл. Свободы, 4, Харьков – 61077, Украина
Тел.: (057)7075635, e-mail: Yury.G.Shckorbatov@univer.kharkov.ua

Аннотация – Постоянное магнитное поле и магнитные поля, вращающиеся по часовой стрелке и против часовой стрелки, вызывают значительное снижение репродуктивной способности дрозофилы. Наибольшее снижение репродуктивной способности наблюдали при действии вращающегося магнитного поля

I. Введение

Различия в биологическом действии право- и левополяризованных полей миллиметрового диапазона показана экспериментально [1]. Вопрос о биологических эффектах изменяющихся магнитных потоков различной поляризации остается малоизученным. Вместе с тем, установлен значительный биологический и терапевтический эффект вихревого вращающегося магнитного поля [2].

В лаборатории квантовой биологии Харьковского национального университета старшим научным сотрудником В. А. Грабиной разработан оригинальный метод получения вихревого магнитного поля с различным направлением вращения.

II. Основная часть

Исследовали влияние постоянного и вращающегося магнитного поля напряженностью 25 мТ на репродуктивную способность дрозофилы – количество взрослых мух, развившихся из синхронных кладок яиц, подвергавшихся воздействию магнитного поля. Все объекты подвергали воздействию магнитного поля в течение 10 минут.

Исследования проводили на линии *Drosophila melanogaster* Canton-s. Вращающееся магнитное поле создавали с помощью оригинальной установки, сконструированной в лаборатории квантовой биологии радиофизического факультета Харьковского национального университета. Воздействие осуществляли на стадии яйца в синхронизированных кладках. Репродуктивную способность определяли по количеству взрослых особей (самцов и самок) в потомстве одной пары мух, развившихся из яиц, подвергшихся воздействию магнитного поля. Анализировали потомство, полученное при скрещивании мух, подвергавшихся воздействию различных видов магнитного поля. Ниже представлены виды магнитного поля, и их сокращенные наименования, которые использованы на Рис.1 и 2. Постоянное магнитное поле (Const), магнитное поле, вращающееся по часовой стрелке (Clock) и магнитное поле, вращающееся против часовой стрелки (Counter). Контрольный вариант, не подвергавшийся действию магнитного поля, обозначен на Рис. 1 и 2 как Control. Самки дрозофилы отмечены (f), самцы - (m).

Были получены следующие результаты. Постоянное магнитное поле вызывает значительное снижение репродуктивной способности в двух вариантах скрещивания (Control x Const) и (Clock x Const). Во всех остальных вариантах скрещивания наблюдается лишь тенденция к снижению репродуктивной способности, либо эффект постоянного магнитного поля отсутствует.

Вращающееся магнитное поле оказывает гораздо более сильный эффект на репродуктивную способность, о чем свидетельствуют результаты, представленные на Рис. 2. Так, поле, вращающееся по часовой стрелке, вызывает значительное снижение репродуктивной способности при всех вариантах скрещивания. Поле, вращающееся против часовой стрелки, также эффективно снижает репродуктивную способность. Лишь в варианте скрещивания с контрольным вариантом (Const x Counter) наблюдается некоторое повышение этого показателя.

III. Заключение

Показано более выраженное отрицательное влияние на показатель репродуктивной способности вращающегося магнитного поля по сравнению с постоянным магнитным полем. Полученный результат можно интерпретировать в связи с тем, что магнитное поле взаимодействует с системами транспорта ионов и осуществляет свое влияние в результате возникновения резонанса с процессами переноса заряда через мембраны (циклотронный эффект) [3], возможно, в частности, участие ионов кальция в этом процессе [4].

IV. Список литературы

- [1] Shckorbatov Y. G., Trofimov S. V., Shakhbazov V. G., Grabina V. A., Gorobets N. N. The influence of microwaves with different state of polarization upon the state of chromatin and viability of *Drosophila*. The Second International workshop UWBUSIS'04, Sevastopol, p.246-247.
- [2] Житник Н. Е., Новицкий Я. В. и др. Вихревые магнитные поля в медицине и биологии. //Вестник новых медицинских технологий – 2000 – Т. VII, №1 – С.46-57.
- [3] McLeod B R, Liboff A R, Smith S D. Electromagnetic gating in ion channels. J Theor Biol. 1992 Sep 7;158(1):15-31.
- [4] Putney, J. W., and Bird, G. S. (1993) The signal for capacitative calcium entry. *Cell* 75, 199–201.

INFLUENCE OF CONSTANT AND REVOLVING MAGNETIC FIELD ON *Drosophila melanogaster* VIABILITY

Shckorbatov Y. G., Grabina V. A., Pasyuga V. N.
Kharkov National University
Pl. Svobody, 4, Kharkov - 61077, Ukraine
Tel.: (057)7075635
e-mail.: Yury.G.Shckorbatov@univer.kharkov.ua

Abstract – A Constant magnetic field and magnetic fields, revolving clockwise and counterclockwise, cause the significant reduction in drosophila reproductive ability. Most reduction in reproductive ability is observed at the influence of revolving magnetic field.

I. Introduction

The difference in biological action of right-left polarized microwaves is shown [1]. The rotating magnetic field induces significant biological and therapeutic effect [2]. V.A.Grabina has designed the original method for obtaining of magnetic field with different direction of the rotation in laboratory of the quantum biology of Kharkov national university.

II. The Main Part

The influence of constant and revolving magnetic field of 25 mT on drosophila reproductive ability – a number of the adult flies, developed from eggs, have been subjected to the influence of magnetic field. All objects have been subjected to the influence of the magnetic field for 10 minutes.

We have analyzed the progeny of crossbreeds of the flies, being subjected to the influence of magnetic field of different types: the constant magnetic field (Const), magnetic field, revolving clockwise (Clock) and magnetic field, revolving counter-clockwise (Counter). The control variant, which has not been subjected to the action of magnetic field, is marked as Control in Fig. 1 and 2. In the Figures 1 and 2 the drosophila females are determined as (f), males - (m).

Constant magnetic field causes significant reduction in reproductive ability of drosophila in two variants of the cross-

breeding (Control x Const) and (Clock x Const). In all other variants of the crossbreeding only trend to reduction in reproductive ability exists (Fig. 1).

The revolving magnetic field induces much more strong effect on reproductive ability (Fig.2). Thus, field, revolving clockwise, causes the significant reduction of reproductive ability in all variants of the crossbreeding. The field, revolving counter-clockwise, also effectively reduces reproductive ability.

III. Conclusion

The negative effect upon the reproductive ability of revolving in contrast with constant magnetic field is shown. The data obtained is possible to interpret in connection with magnetic field interaction with system of charge transport as a result of the resonance with process of the ion transport through membrane (cyclotron effect) [3].

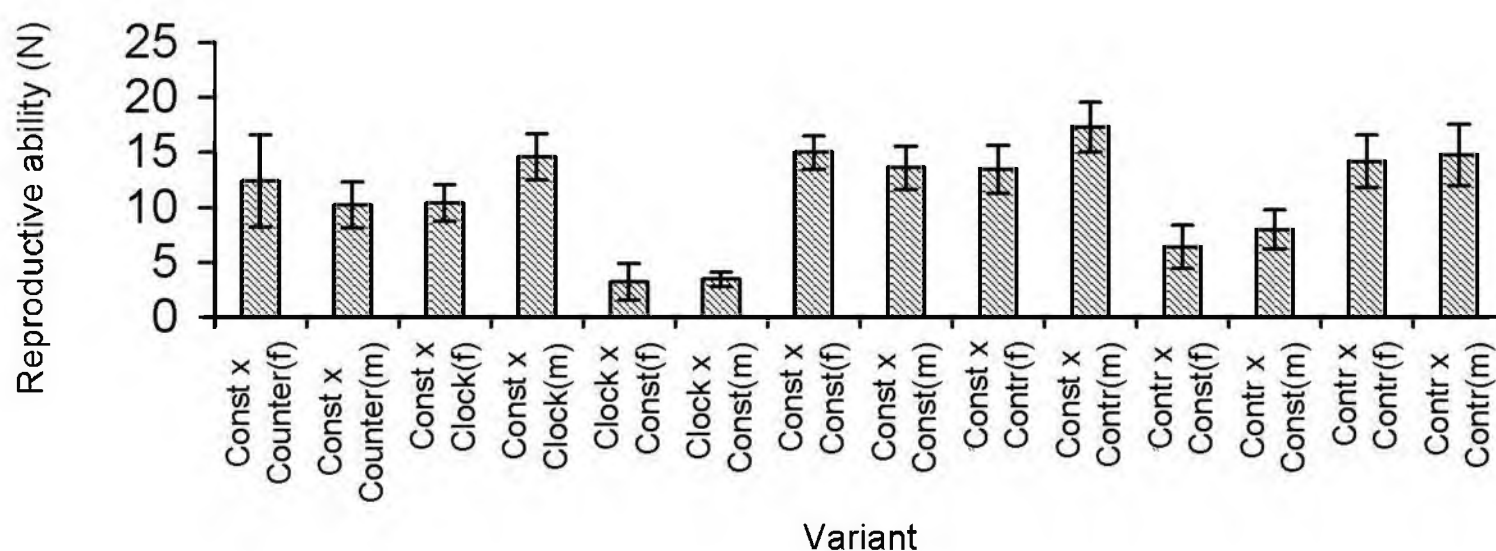


Fig. 1. Influence of constant magnetic field on drosophila reproductive ability

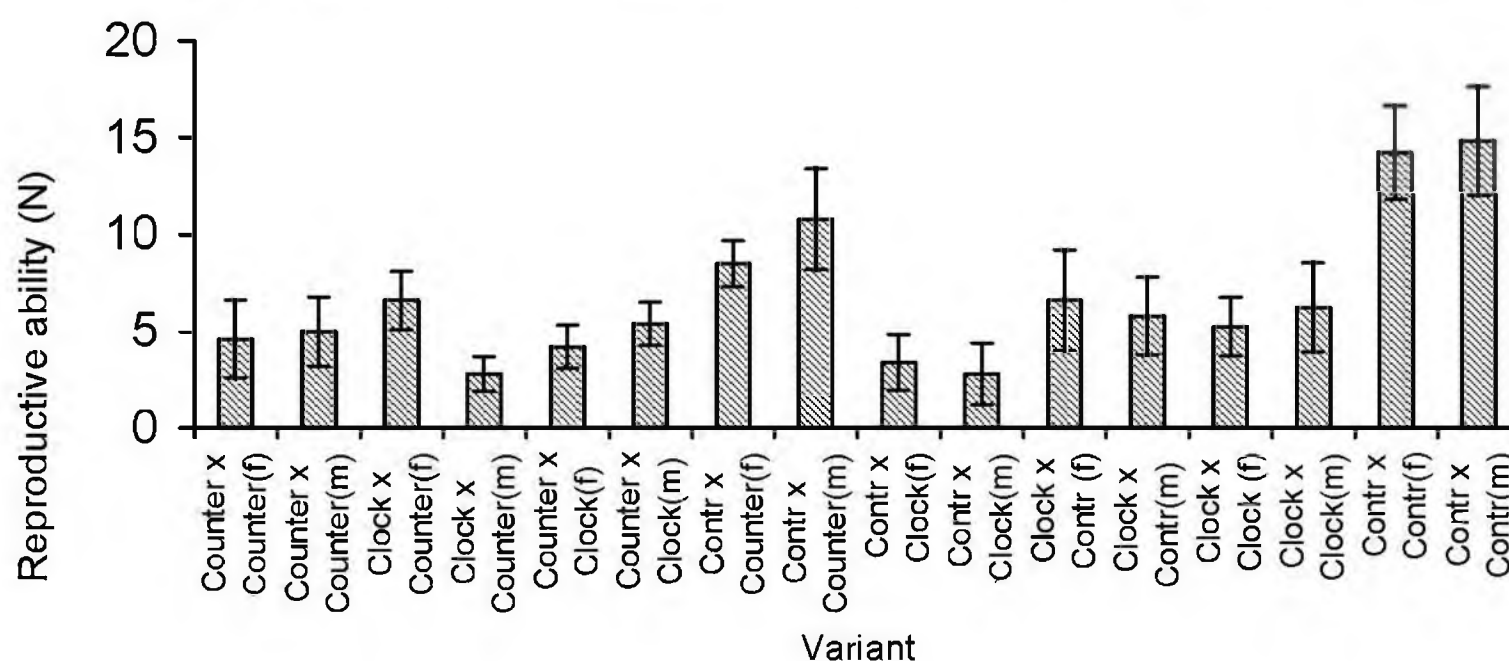


Fig. 2. Influence of rotating magnetic field on drosophila reproductive ability

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ИЗЛУЧЕНИЯ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН НА ПРОДУКТИВНЫЕ И УРОЖАЙНЫЕ КАЧЕСТВА ANETHUM GRAVEOLENS

Мацibuра А. П.¹, Яненко А. Ф.¹, Унияка Т. Л.²

¹Научно-исследовательский центр квантовой медицины «Видгук»

ул. Владимирская, 61^б, Киев-01033, Украина

тел.: 38044-2898781, e-mail:pereg@mail.ru

²Национальный аграрный университет

Киев-01033, Украина

тел.: 38044-2898781, e-mail:pereg@mail.ru

Аннотация – Приведены результаты исследований влияния ЭМП СВЧ-диапазона на продуктивность и урожайность семян укропа.

I. Введение

Качественный посевной материал – это одно из условий, которое позволяет повысить урожайность и снизить себестоимость выращиваемой продукции. Именно улучшение качества изготовленной продукции является одним из требований роста конкурентоспособности местного сельхозпроизводства, расширения существующих и завоевания новых рынков. Одним из перспективных направлений решения вышеуказанной проблемы является использование стимулирующего воздействия электромагнитных излучений на растения с целью повышения всхожести семян, урожайности плодовой продукции и улучшения ее минерального состава. В последние годы в сельском хозяйстве все чаще обращают внимание на экологически-безопасные способы выращивания разных культур для получения относительно экологически-чистой продукции [1, 2]. Среди физических методов подготовки семян особенного внимания заслуживает облучение семян электромагнитным полем (ЭМП-обработка), в частности, миллиметрового диапазона (30-300 ГГц) [3, 4, 5, 6]. Это естественно, так как определяющим экологическим фактором местонахождения растений есть солнечная радиация. Она в свою очередь является электромагнитным излучением с волнами разной длины. Частота колебаний мембран клеток биологических объектов, по данным отечественных и зарубежных авторов находится в мм-диапазоне волн, что есть имманентными живому организму. Особенностью ЭМИ является их „лечебный” специфический характер. Волны, что возникают в организме при облучении его ЭМИ, в некоторой степени имитируют сигналы внутренней связи и управления (информационные сигналы) организмов. Потому организмы реагируют не на всякие частоты облучения. А только на ответные частоты собственных информационных сигналов [7].

Облучение биообъектов сигналами мм-диапазона приводит к возникновению резонансных явлений в живых клетках и к позитивной реакции биообъекта в целом. ЭМП несет всю информацию о процессах, что проходят в организме и является одним из каналов, который связывает организм с внешней средой – канал, что имеет пропускную способность, несет информационный поток о состоянии организма и позволяет совершать обратное воздействие на все процессы в организме, что сопровождается ЭМП излучением [7].

В результате действия излучения миллиметрового диапазона, как одного из низко-энергетических факторов, семена поддаются внешнему воздействию, которое приводит к изменению параметров семян. В самом семени, как целостной биосистеме, идут процессы, которые пытаются ослабить это воздействие, в результате чего происходит смещение равновесия, накапливается энергия, которая приводит к усилению воздухопроницаемости семенной оболочки, более сильного набухания и поглощения воды, проходит активация тех ферментов, которые катализируют распад запасных живительных веществ, необходимых для зародыша. В результате воздействия СВЧ-поля меняются внутримолекулярные электромагнитные взаимодействия, которые на много порядков выше гравитационных [8].

II. Методика исследований

Облучение семенного материала проводилось в научно-исследовательском центре квантовой медицины «Видгук» Министерства здравоохранения Украины с использованием высокочувствительной нестандартизованной радиометрической установки миллиметрового диапазона волн (37-53 ГГц) НУ-2 и стандартного генератора такого же диапазона Г4-141. Частота облучения электромагнитным полем сверхвысокочастотного диапазона (ЭМП СВЧ) – 52 ГГц, уровень мощности составлял 10 мВт. Экспозиция облучения составляла 40 мин. Предметом исследования был укроп сорта «Пахучий». Изучение продуктивности и урожайности семян укропа проводилось на экспериментальном поле кафедры овощеводства Национального аграрного университета. Контролем были необлученные семена. Для сравнения также использовали обработку магнитным полем (МП). Исследования проводились при трех сроках сева: подзимнем, ранневесеннем и поздневесеннем.

III. Результаты исследований

Наиболее высокий урожай с одного растения получили при подзимнем севе с облучением в ЭМП СВЧ, что равно 2,07 г. На контроле этот показатель составлял 1,65 г., при обработке в МП – 1,87 г. такая же тенденция прослеживалась и при ранневесеннем сроке сева. Продуктивность растений составляла соответственно 1,31, 1,27, и 1,13 г (см. табл.1).

При подзимнем сроке сева урожайность семян укропа наиболее высокой была у варианта с облучением в ЭМП СВЧ и составляла 0,31 т/га, против 0,28 т/га при обработке в МП и 0,25 т/га на контрольном варианте. При ранневесеннем сроке сева урожайность семян укропа составляла 0,19 т/га, что на 0,02 т/га выше чем на контроле (табл.2).

Табл. 1. Продуктивность семян укропа в Лесостепи, 2004 г., в г.

Срок сева	2004 г.		
	Контроль (без обработки)	Обработка	Обработка в ЭМП
Подзимний	1,65	1,87	2,07
Ранневесенний	1,13	1,27	1,31
Поздновесенний	0,0	0,0	0,0

Табл. 2. Урожайность укропа сорта Пахучий при разных способах подготовки семян, 2004г., в т/га.

Сроки сева	2004 г.		
	Контроль (без обработки)	Обработка в МП	Обработка в ЭМП
Подзимний	0,25	0,28	0,31
Ранневесенний	0,17	0,19	0,19
Поздневесенний	0,00	0,00	0,00

IV. Заключение

При совмещении с подзимним сроком сева предпосевная обработка семян ЭМП СВЧ является залогом повышения продуктивности и урожайности овощных культур семейства Сельдерейных.

При благоприятных условиях посева (подзимний) прирост урожая исследуемой культуры урожая сорта «Пахучий» достигает 20%. Ранневесенний посев обеспечивает прирост порядка 10%.

V. Список литературы

- [1] Кушніренко А. Г. Передпосівний обробіток насіння в електромагнітному полі// Автореф. дис. канд. техн. наук. – К.: НАУ, 1993. - 18с.
- [2] Никифорова Л. Є. Стимулюючий вплив на овочеві культури низько енергетичного електромагнітного поля// Праці ТДАТА. – Мелітополь, 2004. – Вип. – 20. – С 80-83.
- [3] Головка Д. Б., Скрипник Ю. О., Яненко О. П. Надвисоко-частотні методи та засоби вимірювання фізичних величин: навч. посібник. – К.: Либідь, 2004. – 328с.
- [4] Зауровский М. З., Ильченко М. Е., Кравчук С. А. и др. Микроволновые устройства телекоммуникационных систем Т1 и Т2. – К.: Політехніка, 2003. - 620с.
- [5] Калінський С. А. Дослідження непрямого впливу електромагнітного опромінювання на насіння пшениці// Праці Таврійської ДАА. – Мелітополь, 2004. – Вип. 20. – С 63-67.

- [6] Павлов А. Н. Воздействие электромагнитных излучений на жизнедеятельность: Учебное пособие. – М.: Гелиос, 2002. – 224с.
- [7] Ситко С. П., Мкртиян Л. Н. Введение в квантовую медицину. – К.: Паттерн, 1994, - 145 с.
- [8] Когут Ю. В., Бляндур О. В., Зайцева Ю. Ф. та ін. Действие СВЧ – поля миллиметрового диапазона на первичные процессы органогенеза//Зб. наук. пр. УДАУ. – Умань, 2003. – С. 529-531.

RESEARCH OF RADIATION EFFECT OF MILLIMETRIC RANGE OF WAVES UPON PRODUCTIVE AND FRUITFUL QUALITIES OF ANETHUM GRAVEOLENS

Matsybura A. P.¹, Yanenko A. F.¹ Uniyaka T. L.²
¹SRC of Quantum Medicine "VIDHUK"
 61-b Vladimirskaya St., Kiev, 01033, Ukraine
 Ph./ fax: 38044-2898781, E-mail: pereg@mail.ru
²National Agrarian University
 Kiev, 01033, Ukraine
 Ph./fax: 38044-2898781, E-mail: pereg@mail.ru

Annotation – the results of researches on influence of the mm-waves range on productivity and productivity of dill seeds are resulted.

I. Introduction

Among the physical methods of preparation of seeds of the special attention deserves the irradiation of seeds by the electromagnetic field (EMF treatment), in particular, millimetric range (30-300 GHz). As a result of the action - millimetric range, as one of low-power factors, seeds are added to external influence which causes change of any parameters.

II. Method of researches

The irradiation of seed material took place at "Vidguk" Research and Development Centre for Quantum Medicine, Ministry of Public Health of Ukraine with the use of the highly sensitive radiometric setting of millimetric range of waves and standard generator of the same range G4-141. Frequency of irradiation – 52 GHz, the power level was 10 mW. The display of irradiation made 40 min. the investigations were carried out with dill.

III. Results of researches

The highest harvest from one plant was gotten at about-winter sowing with the irradiation in Mm – waves range, that was 2.07 g. During inspection this index was 1.6 g. At about-winter term of sowing the highest productivity of dill seeds was 0.31 t/hectare in case of irradiation in millimetric range.

IV. Conclusion

At combination with about-winter term of sowing this seed irradiation in millimetric range is a mortgage for increase of productivity of vegetable cultures of Celeries.

РАДИОВОЛНОВАЯ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЯ СМЕЩЕНИЙ ГРУДНОЙ КЛЕТКИ ЧЕЛОВЕКА, СВЯЗАННЫХ С ДЫХАНИЕМ И СЕРДЦЕБИЕНИЕМ

Усанов Д. А., Скрипаль Ал. В., Скрипаль Ан. В., Абрамов А. В., Боголюбов А. С., Постельга А. Э.
Саратовский государственный университет им. Н. Г. Чернышевского
г. Саратов, 410012, ул. Московская, 155, Россия
Тел.: +7 (8452) 514563; e-mail: usanovda@info.sgu.ru

Аннотация – Обоснована возможность применения одночастотной и многочастотной радиоволновой интерферометрии для целей контроля движений тела человека, связанных с дыханием и сердцебиением.

I. Введение

Новые применения СВЧ в диагностике и терапии основаны на использовании сверхчувствительных радиометров [1], КВЧ-излучения [2], на развитии биометрического мониторинга физиологических параметров человека с использованием радиоволнового дистанционного зондирования [2].

В настоящей работе исследуется возможность применения одночастотной и многочастотной радиоволновой интерферометрии для целей контроля биометрических параметров, характеризующих движения человека, связанные с дыханием и сердцебиением.

II. Одночастотная радиоволновая интерферометрия

A. Теоретическое обоснование методики

Если в измерительном плече волноводного тройника находится объект, совершающий продольное периодическое движение около положения равновесия L_0 , описываемое функцией вида $L=L_0+\xi \cdot \sin(\Omega t+\varepsilon)$, где ξ , Ω и ε – амплитуда, частота и начальная фаза механических колебаний объекта, то переменная составляющая протектированного сигнала определяется выражением:

$$I = I_0 \cos\left(\pi + \frac{2\omega}{u}(L_0 + \xi \cdot \sin(\Omega \cdot t + \varepsilon))\right) \quad (1)$$

B. Экспериментальные результаты

Для контроля периодических движений грудной клетки, вследствие дыхательных движений и сердечных сокращений, использовалась установка, блок-схема которой представлена на рис. 1.

Спектральное представление протектированного сигнала $I(t)$ позволяет разделить движение грудной клетки вследствие дыхательных движений ($f_{\text{дых}}=0.16$ Гц) и сердечных сокращений ($f_{\text{серд}}=1.4$ Гц).

Из спектра протектированного сигнала определялось отношение между величиной первой (0.16 Гц) и третьей (0.48 Гц) гармоник [3]:

$$S_{1\text{дых}}/S_{3\text{дых}} = J_1(\sigma)/J_3(\sigma), \quad (2)$$

здесь J_1 и J_3 – функции Бесселя первого и третьего порядков соответственно, $\sigma = 4\pi\xi/\lambda$ – приведенная амплитуда механических движений. В результате решения уравнения (2) относительно σ определялась абсолютная амплитуда движений $\xi_{\text{дых}}$ грудной клетки вследствие дыхательных движений.

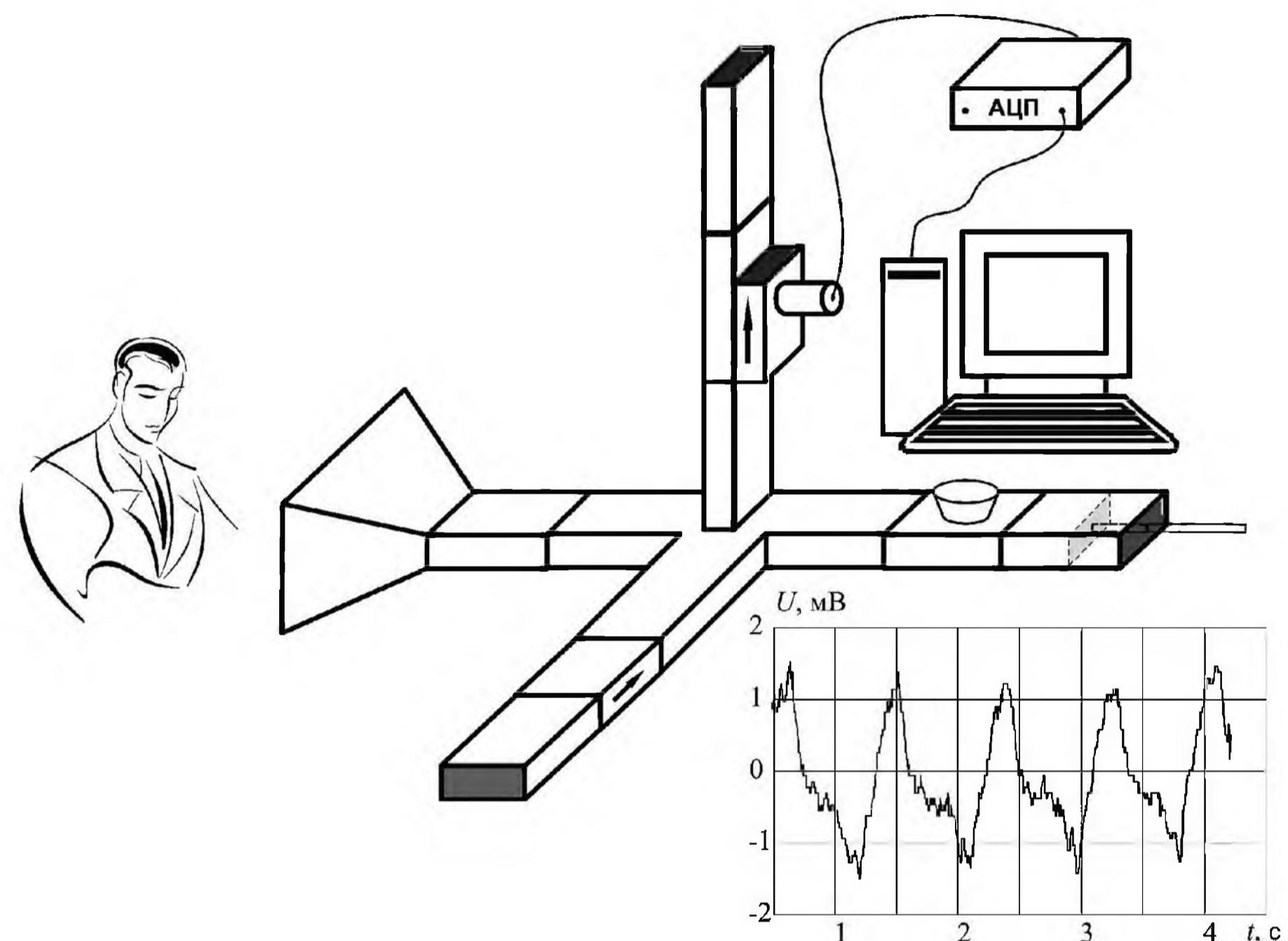


Рис. 1. Блок-схема радиоинтерферометра.

Fig. 1. Radio-interferometer block diagram

Измерения проводились при частоте зондирующего сигнала 9.8 ГГц. Амплитуда движений грудной клетки вследствие дыхательных движений оказалась равной $\sim 0.14 \lambda$, что составляет 4.5 мм.

Для определения амплитуды $\xi_{\text{серд}}$ движений грудной клетки вследствие сердечных сокращений использовалось отношение амплитуды $S_{1\text{дых}}$ первой гармоники протектированного сигнала с известной амплитудой механических колебаний $\xi_{\text{дых}}$ и амплитуды $S_{1\text{серд}}$ первой гармоники протектированного сигнала при движении грудной клетки вследствие сердечных сокращений, которое может быть представлено в виде [4]

$$S_{1\text{серд}}/S_{1\text{дых}} = J_1\left(\frac{4\pi}{\lambda}\xi_{\text{серд}}\right)/J_1\left(\frac{4\pi}{\lambda}\xi_{\text{дых}}\right). \quad (3)$$

Из решения уравнения (3) определялась амплитуда движений грудной клетки вследствие сердечных сокращений $\xi_{\text{серд}}$, величина которой составила 0.35 мм. Форма движения грудной клетки вследствие сердечных сокращений представлена на вставке рис. 1.

Габариты установки могут быть значительно уменьшены, если в качестве источника СВЧ-сигнала использовать автодин на диоде Ганна [5].

III. Многочастотная радиоволновая интерферометрия

A. Теоретическое обоснование методики

Для определения величины абсолютных смещений грудной клетки у пациента при глубоком дыхании нами использовался радиоинтерферометр на базе двойного волноводного тройника, в H – плечо которого подавался СВЧ-сигнал с линейным законом изменения частоты от времени

$\omega(t) = \omega_{\min} + (\omega_{\max} - \omega_{\min}) \frac{t}{T}$, где T – временной интервал изменения частоты от ω_{\min} до ω_{\max} .

Выражение, позволяющее проводить абсолютные измерения расстояния L до объекта, путем определения положения минимумов ω_1 и ω_2 на частотной зависимости протектированного в E – плече волноводного тройника СВЧ-сигнала:

$$L = \pi / (\omega_2 - \omega_1) \sqrt{\epsilon_0 \cdot \mu_0} \quad (4)$$

В. Экспериментальные результаты

По экспериментально определенным зависимостям $I(t)$ рассчитывался спектр протектированного сигнала для мгновенного положения грудной клетки пациента, определялся период основной гармоники протектированного в E -плече сигнала и величина $\omega_2 - \omega_1$.

Мгновенное положение L грудной клетки пациента вычислялось с помощью выражения (4). Амплитуда движения грудной клетки ΔL определялась как разность мгновенных положений L_1 и L_2 грудной клетки в соответствующие моменты времени.

Вычисленная амплитуда движения грудной клетки при глубоком дыхании у пациента составила 3.5 см.

IV. Заключение

Таким образом, реализованы методики, обеспечивающие дистанционный контроль формы движений грудной клетки пациента вследствие дыхательных движений и сердечных сокращений, и определены амплитуды и частоты этих движений.

Работа поддержана в рамках программы МО РФ: «Развитие научного потенциала высшей школы» коды проектов: 534 и 4031 и грантом А04-3.15-31 МО РФ для аспирантов.

V. Литература

- [1] Бецкий О. В., Девятков Н. Д., Лебедева Н. Н. "Лечение электромагнитными полями. Часть 3," *Биомедицинские технологии и радиоэлектроника*, № 12, с. 11–30, 2000.
- [2] Гуляев Ю. В. "Физические поля и излучения человека: новые методы ранней медицинской диагностики," *Биомедицинские технологии и радиоэлектроника*, № 12, с. 3–11, 2000.
- [3] Wei Jin, Li Ming Zang, Deepak Uttamchandani, Brian Culshaw "Modified J1... J4 method for linear readout of dynamic phase changes in a fiber-optic homodyne interferometer," *Appl. Opt.*, vol.30, no. 31, pp. 4496–4499, 1991.
- [4] Усанов Д. А., Скрипаль А. В. "Измерение нанометровых вибраций полупроводниковым лазером на квантоворазмерных структурах, работающим в автодинном режиме," *Письма в ЖТФ*, № 9, с. 51-57, 2003.
- [5] Усанов Д. А., Скрипаль Ал. В., Скрипаль Ан. В. *Физика полупроводниковых радиочастотных и оптических автодинов*, Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 2003.

RADIOWAVE INTERFEROMETRY OF HUMAN THORAX DISPLACEMENT, RELATED WITH BREATH AND HEARTBEATS

Usanov D. A., Skripal Al. V., Skripal An. V., Abramov A. V., Bogolyubov A. S., Postelga A. E.,
Saratov State University
Moskovskaya 155, 410012 Saratov, Russia
tel.: (+7) 8452 514563

Abstract — The possibility of application of fixed-frequency and multifrequency radiowave interferometry using magic tee and Gunn-diode autodyne for detection of human respiratory movements and heartbeats has been proved.

I. Introduction

New applications of microwaves in diagnostics and therapy are based on the use of super high sensitive radiometers [1], millimeter-wave radiation [2] and development of biometrical monitoring of physiological human parameters by means of radiowave remote probing [2].

II. Fixed-frequency Radiowave Interferometry

Respiratory movements and heartbeats result in the periodical shifts of the human thorax. In order to detect periodical shifts of the thorax radio interferential scheme presented in fig. 1 is used.

From the detected signal spectrum we have determined the relation of the first (0.16 Hz) and third (0.48 Hz) harmonics [3]–[3] (2), which was equal to 6. Here J_1 and J_3 are Bessel functions of the first and the third order, $\sigma = 4\pi\xi/\lambda$ is the normalized amplitude of mechanical movements. By solution of equation (2) we have determined the absolute amplitude ξ_{breath} of the thorax movements caused by the breath.

In order to determine the amplitude ξ_{heart} of thorax shifts caused by the heartbeats, we used the relation of the amplitude $S_{1breath}$ of the first harmonic of detected signal corresponded to the known amplitude of mechanical oscillations ξ_{breath} and the amplitude S_{1heart} of the first harmonic of detected thorax shifts due to heartbeats.

III. Multifrequency Radiowave Interferometry

In order to determine the value of thorax absolute shifts at deep breathing we used radio-interferometer on the basis of magic tee, when microwave signal with the linearly changing frequency (4) was given to its H -arm. T is the time, at which frequency changes from ω_{\min} to ω_{\max} .

The amplitude ΔL of the thorax movements was determined as the difference between two thorax instantaneous positions L_1 and L_2 .

IV. Conclusion

Thus, the possibility of application of fixed-frequency and multifrequency radiowave interferometry using magic tee and Gunn-diode autodyne for detection of human respiratory shifts and heartbeats has been proved. The methods, which provide remote detection of thorax shifts, caused by respiratory movements and heartbeats, are implemented, amplitudes and frequencies of respiratory movements and heartbeats are measured.

The work is supported by the program of Russian Ministry of Education and Science codes 534 and 4031 and by the grant А04-3.15-31 of the Russian Ministry of Education and Science for postgraduate students.

НЕИНВАЗИВНЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВЯЗКОСТНЫХ СВОЙСТВ КРОВИ ПО ПАРАМЕТРАМ ПУЛЬСОВОЙ ВОЛНЫ

Никитчук Т. Н., Манойлов В. Ф.

Житомирский государственный технологический университет (ЖГТУ)

Житомир, 10005, Украина, Черняховского 103

Тел.: 8(0412)221410, e-mail: Lnazarchuk@rambler.ru

Аннотация – Установлена зависимость вязкостных свойств крови от параметров пульсовой волны.

I. Введение

Целью данной статьи является разработка математической модели, которая бы определяла вязкость крови за параметрами последнего фронта пульсовой волны. Это позволит без прямого лабораторного вмешательства (т.е. взятия крови у пациента), не проводя лабораторные исследования определить упруговязкие свойства крови.

Феноменологическая вязкость крови имеет значение лишь тогда, когда суспензия ведет себя как однородная жидкость, т.е. когда кровь протекает по сосудам, диаметр которых значительно больше размеров эритроцитов. В мелких сосудах, диаметры которых соизмеримы с эритроцитами, последние рассматривают как неоднородности.

Практически все хирургические вмешательства в сердечно-сосудистую систему сопровождаются негативными изменениями реологических и коагуляционных свойств крови, что является одной из важнейших причин тромбэмболических осложнений и летальных исходов [1, 2, 3]. Известные в настоящее время методы исследований вязкостных свойств крови, а именно измерение вязкости жидкости капиллярным и ротационным вискозиметрами или вискозиметром Гесса [4, 5], являются инвазивными и не позволяют проводить непрерывный контроль.

В результате теоретического анализа и экспериментальных исследований, проведенных на модели сосудистого русла, было установлено, что вязкость крови существенным образом влияет на амплитуду и форму механических колебаний, что просматривается на заднем фронте пульсовой волны [6].

II. Основная часть

При сокращении сердечной мышцы (систола) кровь выбрасывается из сердца в аорту и отходящие от нее артерии. Упругость стенок сосудов приводит к тому, что во время систолы кровь, выталкиваемая сердцем, растягивает аорту, артерии и артериолы, Систолическое давление человека в норме равно приблизительно 16 кПа. Во время расслабления сердца (диастола) растянутые кровеносные сосуды спадают и потенциальная энергия, сообщенная им сердцем через кровь, переходит в кинетическую энергию тока крови, при этом поддерживается диастолическое давление, приблизительно равное 11 кПа.

Распространяющуюся по аорте и артериям волну повышенного давления, вызванную выбросом крови из левого желудочка в период систолы, называют пульсовой волной.

Вязкость суспензий существенно зависит от относительного объема твердых частичек, или для крови – от гематокрита (относительная объемная часть клеточных компонент в крови), а именно – увеличивается с ростом гематокрита. Причем это происходит как с увеличением количества эритроцитов в крови,

так и их объема. Вязкость крови человека в норме 4-5 мПа·с, при патологии колеблется от 1,7 до 22,9 мПа·с, что влияет на скорость оседания эритроцитов (СОЭ).

Линейная связь вязкости крови с длительностью спада пульсовой волны может быть обоснована при использовании гидродинамической модели кровеносной системы, предложенной О. Франком [4], для которой гемодинамическое уравнение может быть записано в виде

$$\int_0^{T_p} Q dt = k \int_{P_d}^{P_s} dp + \frac{1}{X_0} \int_0^{T_p} p dt, \quad (1)$$

где Q – объемная скорость кровотока; T_p – период сокращения пульсовой волны, которая включает длительность систолы T_s и диастолы T_d ; P_d – минимальное диастолическое давление; t – время; k – эластичность кровеносных сосудов; X_0 – гидравлическое сопротивление периферической части системы кровообращения:

$$X_0 = \frac{8\eta l}{\pi R^4} \quad (2)$$

где η – вязкость крови; R и l – средний радиус и длина участка кровеносного сосуда.

Если предположить, что во время диастолы объемная скорость приток крови равняется нулю ($Q = 0$), то уравнение (1) можно записать в виде:

$$0 = k \int_{P_s}^{P_d} dp + \frac{1}{X_0} \int_{T_s}^{T_d} p dt \quad (3)$$

где P_s – максимальное систолическое давление.

Из (3) гидравлическое сопротивление может быть представлено в виде

$$X_0 = \frac{\int_{T_s}^{T_d} p dt}{k \int_{P_s}^{P_d} dp} \quad (4)$$

Учитывая выражения (2) и (4), вязкость крови может быть представлена в виде:

$$\eta = \frac{\pi R^4 \int_{T_s}^{T_d} p dt}{8lk(P_s - P_d)} \quad (5)$$

Полученное выражение показывает связь вязкости крови с формой пульсовой волны во время диастолы, т.е. на участке спада пульсовой волны.

Для подтверждения выше описанной математической модели были обследованы 10 здоровых людей 20 – 30-ти лет женского и мужского пола (условно “здоровыми” считались обследованные без дефектов сердечно-сосудистой системы). Параметры, входящие в формулу определения вязкости крови (5), вводились в программу, написанную с помощью среды объектно-ориентированного программирования Delphi. Программа обрабатывала данные и на экран выводила показатель вязкости крови обследованного. Клиниче-

ски у тех же обследованных проводился забор крови на определение гематокрита и вязкости.

Сравнивая данные, полученные с помощью математической модели, с данными клинического обследования, оказалось, что они идентичны (табл. 1), и отклонения между ними составляют только 5 – 15 %. Отклонение от выявленной закономерности может быть обусловлено различными факторами: функциональным состоянием миокарда, эластическими свойствами артерий и др.

Таблица 1

Table 1

№ Обс.	Результаты математического моделирования		Результаты клинического обследования	
	Гематокрит, л/л	Вязкость крови, мПа·с	Гематокрит, л/л	Вязкость крови, мПа·с
1	0,41	4,2	0,40	4,1
2	0,38	4,0	0,47	4,8
3	0,53	5,5	0,46	4,7
4	0,26	3,0	0,40	4,1
5	0,47	4,8	0,51	5,2
6	0,36	3,7	0,46	4,7
7	0,47	4,8	0,43	4,4
8	0,31	3,3	0,47	4,8
9	0,38	4,0	0,45	4,6
10	0,36	3,7	0,40	4,1

III. Заключение

Полученные результаты имеют хорошую наглядность и могут быть использованы для диагностики в прямом виде, поскольку эта модель дает возможность определения вязкостных свойств крови неинвазивным методом, а также возможность непрерывного контроля за больным. Дальнейшее проведение исследований, дальнейшее усовершенствование математической программы позволит оценивать упруговязкие свойства крови и даже мгновенно выводить на экран компьютера заключение о состоянии и болезни пациента.

IV. Список литературы

- [1] Рябцев В. Г., Гордеев П. С. Профилактика и диагностика после-операционных тромбоемболических осложнений. - Г.: Медицина, 1987.
- [2] Бышевский А. Ш., Кожевников В. Н. Свертываемость крови при реакции напряжения. - Свердловск, 1986.
- [3] Царев О. А., Усанов Д. А., Скрипач А. В., Островский Н. В. Неинвазивный метод определения вязкостных свойств крови по параметрам пульсовой волны. //Биомедицинские технологии и радиоэлектроника, 2002 г., №1, С. 43-46.
- [4] Ремизов А. Н. Медицинская и биологическая физика. - Г.: Высш. шк., 1999.
- [5] Костюк И. В. Введение в биомеханику: Учебное пособие. - Львов: Издательство Государственного университета "Львовская политехника", 2000.
- [6] Царев О. А., Зайцев Б. Д., Федоренко В. А. и др. Влияние вязкости крови на параметры пульсовой волны. //Ангиология и сосудистая хирургия, 1996, № 1, с. 119 - 124.

NONINVASIVE METHOD FOR DEFINITION OF BLOOD VISCOSITY PROPERTIES USING PARAMETERS OF PULSE WAVE

Nikitchuk T. N., Manoylov V. P.

Zhitomir state technological university (ZSTU)

Zhitomir, 10005, Ukraine, Chernyuhovskogo 103

Ph.: 8 (0412)221410, E-mail:Lnazarchuk@rambler.ru

Abstract – Dependence of blood viscosity properties on parameters of a pulse wave is shown.

I. Introduction

The purpose of the given paper is the development of mathematical model, which would define the viscosity of blood behind parameters of last front of pulse wave. It will allow without direct laboratory intervention, not spending laboratory researches to define viscosity property of blood. The viscosity of blood matters only then, when suspense behaves as a homogeneous liquid, i.e. when blood proceeds on vessels, which diameter is much more than the sizes of erythrocytes. In fine vessels, which diameters are commensurable with erythrocytes, last consider as heterogeneity. Known now methods of researches of viscosity properties of blood are invasive and do not allow to spend the continuous control.

II. Main Part

At reduction of an intimate muscle blood is thrown out from heart in aorta and departing from it arteries. The elasticity of walls of vessels results that in systole time blood which is pushed out by heart, stretches the aorta, arteries and arterioles. The systole pressure of the man in norm is equal approximately 16 kPa. During a relaxation of heart (diastole) stretched vessels fall down and potential energy informed to them by heart through blood, passes in kinetic energy of a current of blood, thus is supported diastole pressure approximately equal 11 kPa. Extending on aorta and arteries wave of the raised pressure called by emission of blood from left abdomen in the systole period, name by a pulse wave. The viscosity of blood of the man in norm 4-5 mPa, at a pathology changes from 1,7 to 22,9 mPa.

III. Conclusions

The received results have good presentation and can be used for diagnostics in a direct kind, as this model enables definitions of viscosity properties of blood by noninvasive method, and also opportunity of the continuous control behind the patient. The further realization of researches, further improvement of the mathematical program will allow to estimate of viscosity property of blood and even instantly to deduce on the screen of the computer the conclusion about a condition and illness of the patient.

МИКРОВОЛНОВАЯ ОЦЕНКА СОВМЕСТИМОСТИ СТОМАТОЛОГИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ

Мацibuра А. П.¹, Перегудов С. Н.¹, Яненко А. Ф.¹, Головчанская А. Д.²

¹Научно-исследовательский центр квантовой медицины «Видзук»
ул. Владимирская, 61^б, Киев-01033, Украина
тел.: 38044-2898781, e-mail:pereg@mail.ru

²Медицинский институт Украинской ассоциации народной медицины
ул. Толстого, 9, Киев-01033
тел.: 38044-4566423

Аннотация – Проведено измерение излучательной способности и оценка совместимости стоматологических материалов для пломбирования корней зубов. Результаты исследований могут быть дополнительным критерием для выбора эндогерметика как при его разработке так и в практике протезирования.

I. Введение

Сверхвысокочастотные методы и приборы находят все большее применение для технологического контроля и измерения различных параметров и физических величин – геометрических размеров, температуры, влажности, диэлектрической проницаемости, поглощательной и отражательной способностей [1, 2], а также для оценки состояния организма человека [3, 4]. При этом используются как генерирующая, так и приемная аппаратура.

Известно, что идентификация материалов может проводиться как химическими, так и физическими методами. Широко применяется для анализа состава веществ метод спектроскопии, в меньшей мере радиоволновый. Нам представляется перспективным использование возможностей высокочувствительной радиометрической аппаратуры для оценки совместимости материалов, применяемых в ортопедии, стоматологии и других направлениях практической медицины, контактирующих с телом человека. Задачей настоящего исследования является проведение микроволновой оценки совместимости пломбировочных материалов для корневых каналов зубов с твердыми тканями зуба.

II. Основная часть

Схема проведения измерения излучательной способности стоматологических материалов (рис.1) включала в себя нагревательное устройство 1, которое поддерживало температуру ~37°C с блоком питания (БП), объект измерения 2 (стоматологический материал с нормированной площадью излучения и толщиной), приемная антенна X1 и высокочувствительная радиометрическая измерительная система (РС).

Исследованию подвергали следующие стоматологические материалы: три образца “Foredent” (SPOFA Dental, Словакия) – 1, 3, 4, “Endomethazon” (Septodont, Франция) – 2, “Endion” (VOCO, Германия) – 5, “АН plus”(Dentsply, США) – 6, распил левого верхнего бокового резца (срединная треть) – 7.

Исследуемые пломбировочные материалы значительно различаются между собой.

Основой “Foredent” является резорцин-формалиновая смесь: резорцин – метадиксibenзол, двухатомный фенол – стабилизатор и пластификатор полимеров; формалин – водный раствор формальдегида (37%), метилового спирта (6-15%) и муравьиной кислоты (0,02 – 0,04%) – дезинфицирующее и дезодорирующее средство, применяется в бальзамирующих растворах.

Затвердевшие резорцин-формалиновые смолы – теплостойкие, химически устойчивые продукты; обладают хорошей адгезией ко многим материалам, бактерицидным действием, но, вместе с тем, высокой цитотоксичностью, а по мнению некоторых авторов, даже канцерогенностью. “Endomethazon” является цинк-оксид-эвгенольным цементом с добавлением гидрокортизона. Эвгенол – производное гвоздичного масла, гидрокортизон – гормон коры надпочечников, получают только из природного сырья растительного или животного происхождения, оказывает сильное многостороннее действие на организм, в том числе противовоспалительное, противоаллергическое, цитостатическое. Обладает хорошей адгезией, бактерициден, но оказывает цитотоксическое действие. “Endion” – стеклоиономерный цемент для пломбирования корневых каналов зубов, содержит силикаты, фториды, фосфаты и другие неорганические примеси. Обладает хорошей адгезией, бактерицидностью за счет выделения ионов фтора, умеренной цитотоксичностью. “АН plus” – эндогерметик на основе синтетических смол, продукты поликонденсации эпихлоргидрина с фенолами. Химически стойкие материалы обладают хорошей адгезией, в том числе и к металлам; дают малую усадку механически прочные; влагостойкие обладают хорошими электроизоляционными свойствами, но вместе с тем, высокой цитотоксичностью.

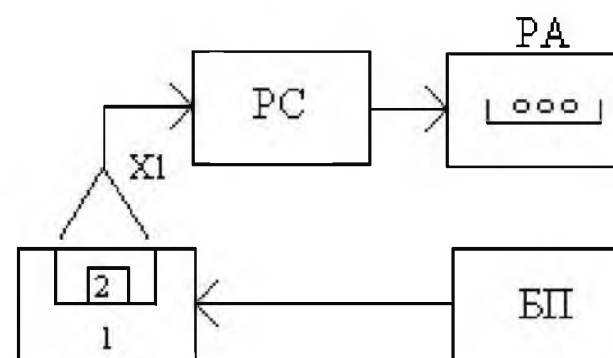


Рис. 1. Структурная схема исследования образцов материала.

Fig. 1. Block diagram of material sample examination

Методика проведения исследования заключалась в следующем

Из распила резца в моделировочном воске были сделаны трафареты, каждый из которых был заполнен одним из указанных эндогерметиков. Таким образом, было достигнуто соответствие исследуемых образцов по массе и объему.

Далее каждый из образцов помещался в нагревательное устройство 1 и подвергался 10 минутному нагреву, после чего проводилось измерение излучательной способности материалов. Результаты измерения представлены на рисунке 2.

Из рисунка видно, что стоматологические материалы для пломбирования корней зубов обладают

достаточно высокой излучательной способностью, которую можно обнаружить и измерить с помощью специальной аппаратуры. Интенсивность этого излучения зависит от внутренней структуры материалов.

Излучение материалов "Foredent" и "Endomethazon" наиболее близко к излучению твердых тканей зубов, что можно объяснить наличием биоорганических компонентов в резорцин-формалиновой и цинк-оксид-эвгенольной с добавкой гидрокортизона смесей.

Уровень излучения материала "Endion" более низкий, вероятно, из-за неорганических составляющих.

Наиболее низкой излучательной способностью обладает материал "АН plus", являющийся синтетическим.

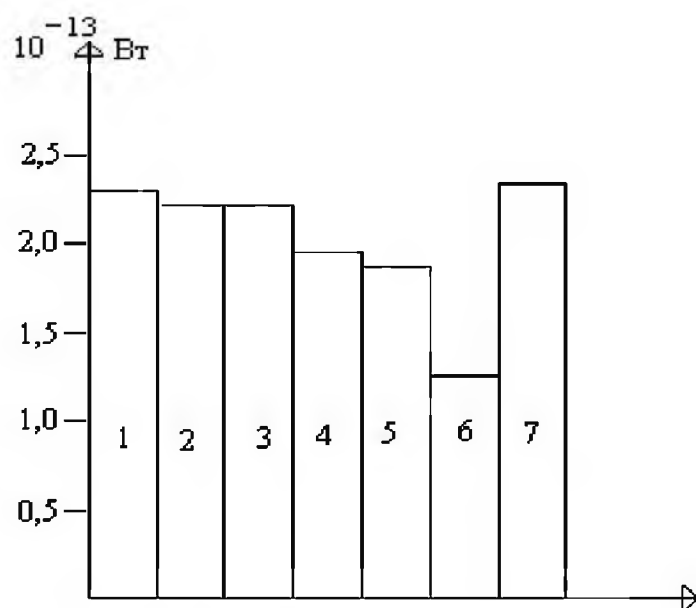


Рис. 2. Распределение излучательной способности стоматологических материалов.

Fig. 2 Distribution of emittance of dental materials range

III. Заключение

1. Исходя из полученных данных, можно предположить, что наилучшую совместимость имеет материал, обладающий излучением, наиболее близким к излучению твердых тканей зубов, однако при этом необходимо учитывать и другие показатели – механическую прочность и долговечность, токсичность материала.

2. Данную методику измерения микроволнового излучения можно использовать в качестве тест-контроля при разработке новых пломбировочных материалов для корневых каналов зубов, а также для подбора оптимального эндогерметика в практике протезирования.

IV. Список литературы

- [1] Викторов В. А., Лункин Б. В., Совлуков А. С. Радиоволновые измерения технологических параметров - М.: Энергоатом издат – 1989 – 208с.
 [2] Головки Д. Б., Скрипник Ю. О., Яненко О.П. Надвисоко-частотні методи та засоби вимірювання фізичних величин – К.: Вид. „Либідь” – 2003 – 327с.

- [3] Ситко С. П., Скрипник Ю. А., Яненко А. Ф. Аппаратурное обеспечение современных технологий квантовой медицины – К.: ФАДА, ЛТД – 1999 – 199с.
 [4] Скрипник Ю. А., Яненко А. Ф., Манойлов В. Ф. и др. Микроволновая радиометрия физических и биологических объектов – Житомир.: Изд. «Волянь» 2003 – 408с.
 [5] Боровский Е. В., под ред. Терапевтическая стоматология - М.: Медицина, 2003 – 435 с.
 [6] Хоменко Л. А., Биденко Н. В. Практическая эндодонтия. Инструменты, материалы и методы – К.: Книга плюс – 2002.-216 с.

MICROWAVE ESTIMATION OF DENTAL MATERIALS

Matsibura A. P.¹, Peregodov S. N.¹, Janenko A. P.¹, Golovchanskaya A. D.²,

¹SRC of Quantum Medicine "VIDHUK"
 61-b Vladimirskaya St., Kiev, 01033, Ukraine
 Ph./ fax: 38044-2898781. E-mail: pereg@mail.ru
²Medical institute of Ukrainian Association of Orthodox Medicine
 9 Tolstogo St., 01033, Kyiv, Ukraine
 Ph.: 38044-4566423

Abstract – Irradiative abilities of dental root sealers and their compatibility with tooth structures were studied. The results of these investigations could be useful for additional estimation to new endohermetics creation and for clinical choice.

I. Introduction

It seems perspective to use high-sensitive radiometric apparatus abilities to estimate compatibility of different materials contacting with human body tissues, which are used in orthopedics, dentistry and other branches of practical medicine. Present investigation aim is to estimate the compatibility of root canal sealers with dental hard tissues by microwaves.

II. Main Part

The irradiative abilities of root canals sealers measurement block include (Fig. 1): heating system 1 to maintain temperature ~ 37 °C, power unit (PU), measurement object 2 (rated for irradiative area and thickness root canals model), receiving antenna X1 and high-sensitive measuring radiometric system (RS).

The measurement method was the next. Stencils of human incisal sawing were pressured in model wax and filled with one of examined sealers. Each model was placed in heating system 1 for 10 minutes exposition. Then irradiative ability was measured. The results are shown on Fig. 2. The intensity of irradiation depends on internal structure of materials.

III. Conclusion

1. The best compatibility is shown by material with irradiation ability near natural irradiation of dental hard tissues; other characteristics, as toxicity, mechanical firmness must be taken in consideration.
2. Present method of microwaves estimation of irradiation could be used to test new-creating endohermetics to choose root canals sealer in practical dentistry.

ИЗМЕНЕНИЕ СКОРОСТИ ОСЕДАНИЯ ДИСПЕРСНЫХ ЧАСТИЦ В ВОДЕ, ОБЛУЧЕННОЙ МИЛЛИМЕТРОВЫМИ ВОЛНАМИ

Емец М. Б.

Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины
Харьков, 61085, ул. Ак. Проскуры, 12
тел.(057) 744-83-08, e-mail: myem@ire.kharkov.ua

Аннотация – С помощью седиментометра обнаружено уменьшение скорости оседания высокодисперсных твердых частиц поливинилбутираля в воде, предварительно подвергнутой облучению миллиметровыми волнами «дотепловой» интенсивности. Эффект сохраняется в течение часа, прошедшего после прекращения облучения.

I. Введение

На протяжении последних лет большое внимание в различных лабораториях мира уделяется изучению влияния электромагнитного излучения миллиметрового диапазона на объекты в жидкой фазе. Это обстоятельство стимулировано, в значительной мере, большим терапевтическим эффектом волн крайне высокой частоты (КВЧ) [1-3]. В работе [4] получено, что пятиминутное облучение дистиллированной воды мм волнами (частота 51.5 ГГц, мощность 10 мВт) уменьшило показатель преломления жидкости. Так как нагрев воды при поглощении даже столь слабого КВЧ излучения является неизбежным, авторы [4], выполнив соответствующие расчеты и эксперименты, показали, что полученный ими результат не обусловлен чисто тепловыми причинами, поскольку он на порядок превышает температурное изменение показателя преломления. Обнаруженное в [4] существенное изменение показателя преломления дало основание предполагать, что КВЧ облучение способно проявить себя и в других опытах, отражающих различные физические свойства воды. Любая информация о фактах увеличения числа водных свойств, чьи изменения обусловлены КВЧ излучением, безусловно, увеличивает возможность составить исчерпывающе подробную картину особенностей взаимодействия мм волн с водой. С этой целью в настоящей работе была поставлена задача изучить влияние КВЧ излучения на седиментацию дисперсных частиц в воде.

II. Основная часть

Для измерения скорости осаждения суспензии удобно использовать ослабление светового пучка, пропускаемого через кювету с взвесью. Нами использовался фотоседиментометр, изготовленный на базе фотоколориметра типа КФК-2М. Лучи источника света, собранные конденсором а параллельный пучок через диафрагму, направляются на оптическую кювету (толщиной 10 мм) с суспензией – дисперсной системой из взвешенных в воде частиц поливинилбутираля (ПВБ). Свет, вышедший из кюветы, проходит через вторую диафрагму и посредством второго конденсора фокусируется на фотоэлементе, где преобразуется в электрический ток, регистрируемый микроамперметром. Если перед началом опыта, благодаря перемешиванию, суспензия равномерно распределена по всему объему кюветы, то по мере седиментации, концентрация частиц в суспензии уменьшается, суспензия осветляется и ток фотоэлемента увеличивается. Сигнал, снимаемый с фотоэлемента, подавали на операционный усилитель, обеспечивающий отсчет хода осветления в единицах

оптической плотности D . Сигнал с выхода усилителя подавался на самопишущий потенциометр типа КСП-4, обеспечивая непрерывное документирование путем фиксации на ленте самописца кинетической кривой в координатах «оптическая плотность D - время t ». Во всех опытах кювета заполнялась одинаковым объемом воды, в который вносились одинаковые навески порошка ПВБ.

Контролируемым параметром являлась скорость изменения оптической плотности $dD/dt = \alpha \cdot V_c$; здесь α - постоянный коэффициент пропорциональности. В опытах использовались стандартная стеклянная прямоугольная кювета, комплектуемая к колориметру КФК-2М (ее внутренние размеры 10 мм x 18 мм x 34 мм). Указанная кювета термостатировалась. Заполнение кюветы водой осуществлялось до высоты 23 мм. Облучение велось генератором Г4-141. Подвод КВЧ энергии к жидкости осуществлялся с помощью погруженного в воду диэлектрического волновода; продолжительность облучения составляла 60 минут. В облученную жидкость вносился порошок ПВБ; он тщательно перемешивался, после чего выполнялась запись кинетической кривой, отражающей ход процесса седиментации $D = f(t)$. После завершения процесса оседания суспензия снова перемешивалась и наблюдение седиментации производилось вновь. Указанная процедура осуществлялась неоднократно (не менее 10 раз). Статистическая обработка результатов наблюдения (определение доверительных интервалов) проводилась с использованием распределения Стьюдента.

Измерения показали, что оседание частиц ПВБ в облученной воде (скорость $(dD/dt)^* = \alpha \cdot V_c^*$) происходит медленнее, чем их оседание в необлученной воде (скорость $(dD/dt)^0 = \alpha \cdot V_c^0$). В случае, когда измерения проходили при температуре 20°C относительное уменьшение скорости составило $(10.6 \pm 3.7)\%$. Очевидно, что КВЧ облучение изменило свойства дисперсионной среды, в частности, привело к увеличению эффективной вязкости воды η на 10%.

Хорошо известно, что с ростом температуры вязкость воды уменьшается. Рост температуры в нашем случае может быть обеспечен поглощением КВЧ-излучения водой. Однако, в ходе эксперимента, при использовании термостатированной кюветы такой нагрев КВЧ излучением от Г4-141 исключен. Это утверждение основано на наших измерениях температуры воды, выполненных с помощью медь-константановой термопары в ходе 60-минутного облучения образца микроволнами. Даже, в случае отсутствия термостатирования кюветы, температура воды в ней не выросла более, чем на 0.75°C.

Полученный результат, в свою очередь, входит в явное противоречие с ожидаемым, благодаря возможному тепловому воздействию облучения, уменьшением вязкости.

Важной особенностью влияния мм волн является наблюдаемое нами сравнительно продолжительное последствие их на воду. Скорость седиментации оставалась замедленной даже спустя 60 мин. после прекращения облучения.

Дополнительным фактором, указывающим на нетепловую природу эффекта, является следующий опыт. Мы выполнили определение тепловой постоянной времени образца воды τ в кювете, используя рекомендации, изложенные в [5]. Найдено, что тепловая постоянная $\tau = 184$ с. Согласно [5] принято считать, что спустя время $t = 4\tau$ (в нашем случае $4\tau \approx 12$ минут) после прекращения нагрева температура объекта практически неотличима от температуры окружающей среды. Следовательно, температурное влияние никак не должно проявляться спустя час после прекращения облучения. Тем не менее, и через час наблюдается факт сохранения увеличенного значения эффективной вязкости воды. Эффект продолжительного последствия КВЧ облучения на воду (сохранение уменьшенного значения показателя преломления) обнаружен и в [4]. Не исключено, что и эффект, обнаруженный в [4], и наблюдаемое нами увеличение скорости седиментации, имеют одинаковую природу.

III. Заключение

Обнаружено, что в воде, подвергнутой 60-минутному облучению мм волнами «нетепловой» интенсивности, уменьшается скорость оседания высокодисперсных частиц на $(10.6 \pm 3.7)\%$. Этот результат можно трактовать как увеличение эффективной вязкости воды. Полученный эффект не может быть обусловлен тепловым влиянием КВЧ излучения, которое, напротив, нагревая воду, должно уменьшать её вязкость.

Обнаружено достаточно продолжительное последствие КВЧ излучения на воду. Пониженная скорость оседания частиц сохраняется спустя 60 минут после прекращения ее облучения.

IV. Список литературы

- [1] Девятков Н. Д., Голант М. Б., Бецкий О. В. Миллиметровые волны и их роль в процессах жизнедеятельности. – М.: Радио и связь, 1991. – 168с.
- [2] Ситько С. П., Мкртчян Л. Н. Введение в квантовую медицину. – Киев: Паттерн, 1994. – 147 с.
- [3] Бинги В. Н. Магнитобиология: эксперименты и модели. – М.: МИЛТА, 2002. – 592 с.
- [4] Л. И. Бережинский, Н. А. Гридина, Г. И. Довбешко, М. П. Лисица, Г. С. Литвинов. Визуализация действия миллиметрового излучения на плазму крови // Биофизика. – 1993. – Т.38, №2. – С.378-384.
- [5] Исаченко В. П., Осипова В. А., Сухомел А. С. Теплопередача. – М.: Энергия, 1975. – 488 с.

VARIATIONS IN SEDIMENTATION RATE OF DISPERSE PARTICLES IN THE WATER IRRADIATED BY MILLIMETER WAVES

Yemets M. B.

A. Usikov Institute of Radio Physics and Electronics,
National Academy of Sciences of Ukraine
12 Akademika Proskury St., Kharkiv, Ukraine, 61085

Abstract – A decrease in the sedimentation rate of butyral resin superfine solid particles in the water irradiated by mm-waves of 'below-heat' intensity [1-3] has been discovered. This effect lasts one hour following the irradiation.

I. Introduction

Significant variations in refractive index shown in [4] suggest that SHF irradiation is capable of manifesting itself in other experiments that investigate various physical properties of water. The aim of the present paper is to study the influence of SHF irradiation on sedimentation of disperse particles in water.

II. Main Part

The attenuation of beam of light passing through a suspension-containing cuvette is a convenient tool to measure the sedimentation rate. A photosedimentometer based on a КФК-2М type photocolormeter has been used for this purpose. The rate of optical density variations $dD/dt = \alpha \cdot V_c$ was the monitored parameter, where α is a proportionality constant and V_c – the rate. A Г4-141 generator was the radiation source. The measurements have shown the butyral resin particles sedimentation (at the rate of $(dD/dt)^* = \alpha \cdot V_c^*$) to decelerate compared to their sedimentation in the unirradiated water (at the rate of $(dD/dt)^0 = \alpha \cdot V_c^0$). The relative decrease in the rate was $10.6 \pm 3.7\%$ for a 20°C water temperature. The SHF irradiation obviously modifies the properties of dispersion medium, in particular, the effective water viscosity η increases by 10%. Calculations in [5] show the increase in the water temperature to have no influence on the investigated phenomenon.

III. Conclusion

A decrease in the sedimentation rate may be presented as an increase in the effective water viscosity. This aftereffect of water irradiation was found to have a reasonably long-term nature.

К АНАЛИЗУ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕКТРОДНОЙ СИСТЕМЫ ЭЭГ

Бей Д. С., Кочина М. Л., Харченко О. И., Чумаков В. И.
 Харьковский национальный университет радиоэлектроники
 пр.Ленина 14, Харьков – 61166, Украина
 тел.: 057-7021444, e-mail: chumakov@kture.rharkov.ua

Аннотация – Приведен анализ электрической схемы электродной системы, используемой при ЭЭГ. Показана возможность использования безгелиевой контактной системы, позволяющая упростить снятие ЭЭГ.

I. Введение

Регистрация сигналов коры головного мозга, или электроэнцефалография (ЭЭГ), позволяет проводить мониторинг его активности и является лучшим диагностическим методом для выявления патологических состояний мозга, например, эпилепсии. Одним из важнейших элементов системы регистрации ЭЭГ является датчики (электроды), которые находятся в контакте со скальпом либо непосредственно с клетками коры головного мозга. От конструкции и качества их изготовления зависят все количественные и качественные параметры регистрируемого сигнала ЭЭГ [1-6].

II. Основная часть

В практической энцефалографии наибольшее распространение получили чашечковые и игольчатые электроды [1]. Электроды чашечкового типа обеспечивают минимум дискомфорта пациента, приводящего к искажениям информации вследствие субъективных факторов и применяются для обследования детей, больных с нарушением сознания, а также при долговременных записях и исследовании ЭЭГ сна. Конструктивно эти электроды имеют форму диска с приподнятыми краями, крепящегося к покровам головы при помощи специальной шапочки.

Игольчатые электроды применяются во время хирургических операций для оценки состояния нервной системы и глубины наркоза. Они вкалываются непосредственно в покровы головы пациента, а при нейрохирургических операциях на головном мозге имплантируются непосредственно в мозговую ткань.

Обычно применяются стандартные неинвазивные Ag/AgCl электроды со специальным проводящим гелем, обеспечивающим контакт системы “кожа – электрод”, для нейтрализации емкости, возникающей в области контакта. Хотя неинвазивные электрофизиологические методы ЭЭГ отражают общую электрическую активность множества нейронов обширных областей кортекса и поэтому не могут использоваться для получения объективной информации от отдельных клеток [5], диагностика отдельных видов патологической активности мозга, например, эпилептических приступов, может осуществляться стандартными неинвазивными методами

Схема с двумя активными электродами.

Для оценки электрических характеристик электродной системы рассмотрим упрощенную электрическую схему измерения ЭЭГ (рис.1) с использованием дифференциального усилителя (ДУ) с изолированным общим отведением [2]. Здесь Z_1 и Z_2 представляют собой сопротивления кожа–электрод для сигнального и дифференциального электрода соответственно, Z_c – отображает сопротивление кожа–электрод для общего электрода, Z_{in1} и Z_{in2} обозначают входные сопротивления ДУ для сигнального

и дифференциального электрода, Z_d – дифференциальное входное сопротивление усилителя.

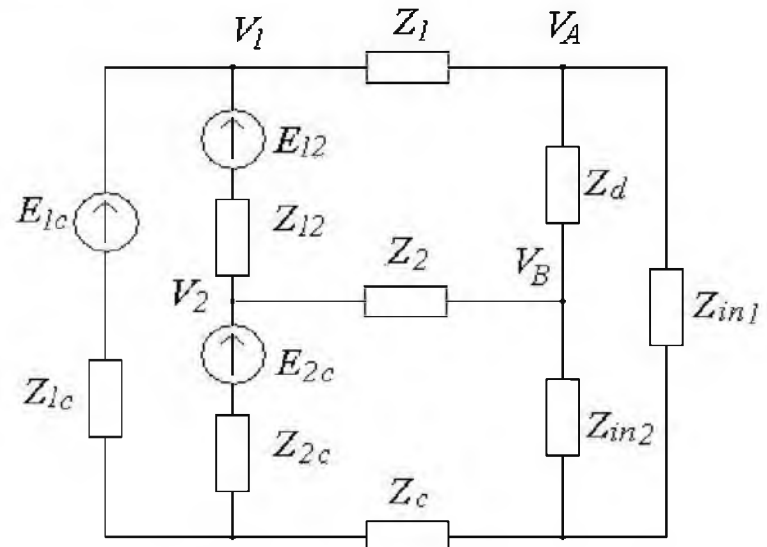


Рис.1. Упрощенная электрическая модель контакта кожа–электрод.

Fig.1. Simplified electrical model of contact skin–electrode

Здесь E_{1c} и E_{2c} – источники биоэлектрических сигналов сигнального и дифференциального электродов, источник E_{12} представляют собой ЭДС, наведенную между сигнальным и дифференциальным электродами. Внутренние сопротивления источников Z_{1c} , Z_{2c} и Z_{12} характеризуют соответственно сопротивление тканей головы между электродами. Величины V_1 и V_2 представляют собой электрические потенциалы на участке под поверхностью кожа – электрод; напряжение, измеряемое ДУ

$$V_{amp} = V_A - V_B, \quad (1)$$

Таким образом, целью анализа является определение функциональной зависимости входного напряжения ДУ от напряжения, снимаемого с помощью электродов $V_D = V_1 - V_2$.

Воспользуемся методом контурных токов [7] и определим передаточную функцию электродной системы в виде

$$K_{D-amp} = \frac{V_D}{V_{amp}} = \frac{(\Delta_2 - \Delta_3)Z_d}{E_{12}\Delta + (\Delta_1 - \Delta_2)Z_2}, \quad (2)$$

где $V_D = (I_2 - I_3)Z_d$ – дифференциальное напряжение на входе усилителя, I_2 и I_3 – токи второго и третьего контуров, Δ_2 и Δ_3 – определители второго и третьего контуров схемы, Δ – определитель системы.

Раскрывая определители, получаем выражения для входного напряжения ДУ, напряжения на электродах и передаточной функции, которые оказываются довольно громоздкими. С целью упрощения анализа и получения наглядных результатов, применяются некоторые предположения, характерные для различных практических случаев.

III. Заключение

Частотная зависимость функции (2) определяется характером импедансов схемы и существенно зависит от типа электродов. В случае чашечковых электродов

тров Z_{1c} , Z_{21c} , Z_{12} имеют емкостной характер, величины Z_1 , Z_2 , Z_c – индуктивный, что приводит к возникновению резонансов и определяет неравномерность частотной характеристики (ЧХ). Активные составляющие сопротивлений определяют потери сигнала и рассогласование схемы.

Основными направлениями коррекции ЧХ схемы является подавление резонансов и линейризация фазовой характеристики, что достигается уменьшением добротности схемы в системе игольчатых электродов. Потери компенсируются выбором соответствующего коэффициента усиления ДУ. Прямым численным анализом выражения (2) можно показать, что применение безгелевых электродов (рис.2) позволяет обеспечить приемлемые характеристики сигнала ЭЭГ на входе ДУ (рис.3).

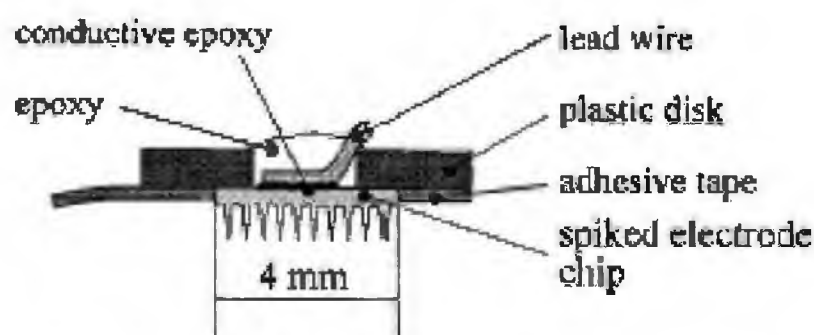


Рис. 4. Конструкция сухого микроигольчатого электрода.

Fig.4. Design of a dry microneedle electrode

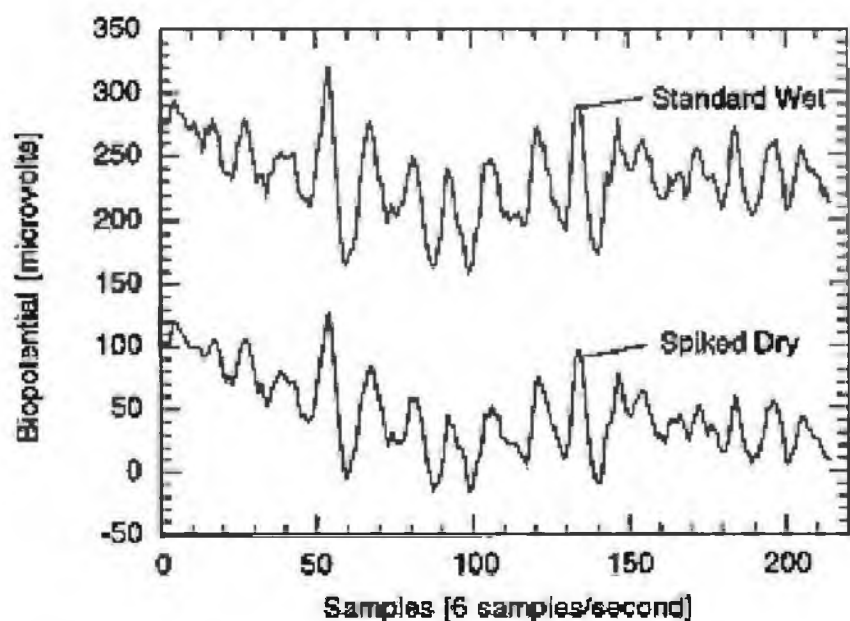


Рис. 5. Сравнение ЭЭГ, записанной с помощью стандартных электродов (с использованием геля) и сухих электродов с микроиголами.

Fig.5. EEG traced using standard electrodes (with gel), compared with dry electrodes

IV. Список литературы

- [1] <http://www.neuro.net.ru/educ/100/met/eeg1.html>
- [2] Thomas C. Ferree, Phan Luu, Gerald S. Russell, Don M. Tucker "Scalp electrode impedance, infection risk, and EEG data quality"
- [3] Huhta, J. C. and J. G. Webster (1973). 60-Hz interference in electrocardiography. IEEE Transactions on Biomedical Engineering 20: 91-101.
- [4] Martin J. Burke, Denis T. Gleeson "A Micropower Dry-Electrode ECG Preamplifier", IEEE Transactions on biomedical engineering, vol. 47, No. 2, February 2000
- [5] Miguel A. L. Nicolelis "Actions from thoughts", Nature | Vol. 409 | 18 January 2001
- [6] William R. Patterson "A microelectrode/microelectronic hybrid device for brain implantable neuroprosthesis application", IEEE Transactions on biomedical engineering, No.10, vol. 51, October 2004
- [7] Зернов Н. В., Карпов В. Г. Теория радиотехнических цепей. – М.: Энергия, 1965.–786с.

ANALYSIS OF CHARACTERISTICS OF ELECTRODE SYSTEM EEG

Bej D. S., Kochina M. L.,
Kharchenko O. I., Chumakov V. I.
Kharkov national university of radio electronics
Lenin av., 14, Kharkov - 61166, Ukraine
Ph. 057-7021444, e-mail: chumakov@kture.rharkov.ua

Abstract – Presented in this paper is analysis of electric circuit of the electrode system used at EEG. The opportunity of use of non-gel contact system is shown.

I. Introduction

Registration of cerebral cortex signals, or EEG, allows to carry out monitoring of brain activity and is the best diagnostic method for revealing pathological conditions of a brain, for example, epilepsy. One of the major elements of EEG system registration is gauges system (electrodes) which are in contact to a scalp or directly with cerebral cortex cells. Quantity and quality of the registered signal depends strongly on design and workmanship [1-6].

II. Main Part

In practical EEG cup and piercing electrodes are widely used [1]. Cup electrodes provide minimum of discomfort for the patient resulting in distortions of information owing to subjective factors, and are applied in checkup of children who are sick with infringement of consciousness, and also at long-term tracings and research of sleep EEG.

Needle electrodes are applied at surgical operations in order to estimate nervous system state and narcosis depth.

In order to estimate electric characteristics of electrode system we shall consider the simplified electric circuit measurements EEG (fig.1) using differential amplifier (DE) with isolated common branching [2]. Here Z_1 and Z_2 represent resistance leather - electrode for an signal and differential electrode accordingly, Z_c - displays resistance leather - electrode for the common electrode, Z_{in1} and Z_{in2} show input resistance DE for signal and differential electrode, Z_d - differential input resistance of the amplifier.

Using the method of contour currents [7] transfer function of electrode system is determined as

$$K_{D-amp} = \frac{V_D}{V_{amp}} = \frac{(\Delta_2 - \Delta_3)Z_d}{E_{12}\Delta + (\Delta_1 - \Delta_2)Z_2}, \quad (2)$$

where $V_D = (I_2 - I_3)Z_d$ - differential voltage on DE input, I_2 and I_3 - currents of the second and third contours, Δ_2 and Δ_3 - determinants of the second and third contours, Δ - system determinant.

III. Conclusion

Frequency dependence of function (2) is determined by character of circuit impedances and essentially depends on electrode type.

Correction of circuit frequency characteristic is provided by resonances suppression and phase characteristic linearization that is reached by reduction of circuit quality in system of needle electrodes. Losses are compensated by choosing of the corresponding DE amplification factor. Numerical analysis of expression (2) has shown that application without gel electrodes (fig. 2) allows to provide comprehensible characteristics of signal EEG at DE input (fig. 3).

МАГНИТО-АКУСТИЧЕСКИЕ ВОЛНЫ В АТМОСФЕРЕ СОЛНЦА ПО НАБЛЮДЕНИЯМ В РАДИОДИАПАЗОНЕ

Цветков Л. И., Юровский Ю. Ф.
НИИ Крымская астрофизическая обсерватория
п. Научный, Крым - 98409, Украина
Тел. (380-0654) 237370; e-mail: litsv@mail.ylt.crimea.com
Юровский Ю. Ю.

Черноморское отделение Московского государственного университета им. Ломоносова

Аннотация - По наблюдениям солнечного радиоизлучения 7 октября 2002 г. на Большом радиотелескопе РТ-22 НИИ КраО на волнах 2.0, 2.3 и 3.5 см методом вейвлет-анализа выявлено запаздывание на 78 с колебаний с периодом 1760 с на более длинной волне наблюдений. Показано, что запаздывание может быть следствием распространения в атмосфере Солнца волн сжатия с высоты $5.5 \cdot 10^3$ км до высоты $12 \cdot 10^3$ км при возрастании температуры от $114 \cdot 10^3$ К до $850 \cdot 10^3$ К.

I. Введение

Внешние части солнечной короны достигают орбиты Земли. Поэтому дистанционные системы контроля и управления, радиационная обстановка в ближнем космосе, навигация, системы посадки самолетов, радиосвязь и другие виды технической деятельности человечества подвержены влиянию солнечной активности. Отсюда очевидна необходимость прогноза активности, а также поиски путей его улучшения. Определение физических условий в солнечной короне позволяет глубже понять природу и причины происходящих в ней физических процессов.

Одной из важных задач астрофизики является проблема нагрева до миллиона градусов солнечной короны, расположенной между фотосферой с более низкой температурой и относительно холодным межпланетным пространством. Наибольшее распространение получила гипотеза нагрева за счет рассеяния энергии волн сжатия, возбуждаемых конвективным движением вещества в верхних слоях фотосферы [1]. Одновременные наблюдения на разных длинах волн могут выявить существование распространяющихся волн по запаздыванию радиоизлучения. Для получения таких данных использовался Большой радиотелескоп НИИ КраО РТ-22, принимавший излучение на волнах 2.0, 2.3 и 3.5 см. Таким образом, задачей данной работы явилось изучение колебаний радиоизлучения с целью обнаружения распространяющихся волн сжатия в солнечной атмосфере.

II. Основная часть

Наблюдения. Исследовались записи радиоизлучения активной области NOAA 0139, полученные 7 октября 2002 г. в интервале 9:25-12:55 UT (рис.1).

По результатам картографирования диска Солнца в начале наблюдений (рис.2) была определена яркостная температура источника излучения на волне 2.0 см $T_{эфф} = 114 \cdot 10^3$ К и $T_{эфф} = 850 \cdot 10^3$ К на волне 3.5 см и по ней найдена амплитуда колебаний.

Методика поиска запаздывания. Известно, что колебания интенсивности, связываемые с магнитно-акустическими волнами, появляются в случайные моменты времени и занимают около 17% времени наблюдений [2]. Наиболее приемлемым методом исследования эволюционирующих во вре-

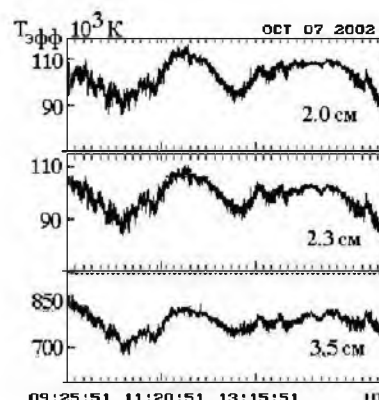


Рис. 1. Записи радиоизлучения Солнца.
Fig. 1. Records of solar radio emission

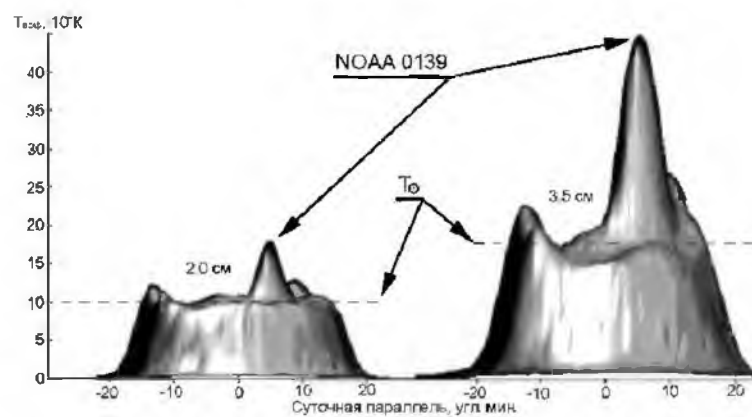


Рис. 2. Радиокарты Солнца на волнах 2.0 и 3.5 см
Fig. 2. Radio map of the Sun at wavelength 2.0 and 3.5 cm

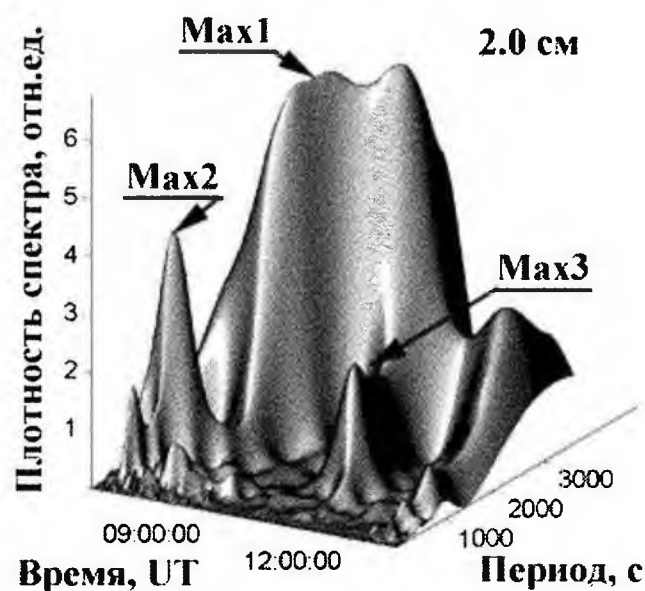


Рис. 3. Вейвлет-спектр на волне 2.0 см.
Fig. 3. Wavelet-spectrum at wavelength 2.0 cm

мени процессов является вейвлет-анализ, разлагающий исходную функцию времени на компоненты по координатам период-время-интенсивность [3]. Вычисленный Морле-вейвлет-спектр показал (рис.3), что в нашем случае пригодные для дальнейшего

изучения колебания (Max3) происходили в интервале времени 10:00-12:00 UT и имели период 1760 с.

Использование Mhat-вейвлета выявило среднее запаздывание колебаний на 78 ± 10 с на волне 3.5 см (рис.4). Такое запаздывание соответствует

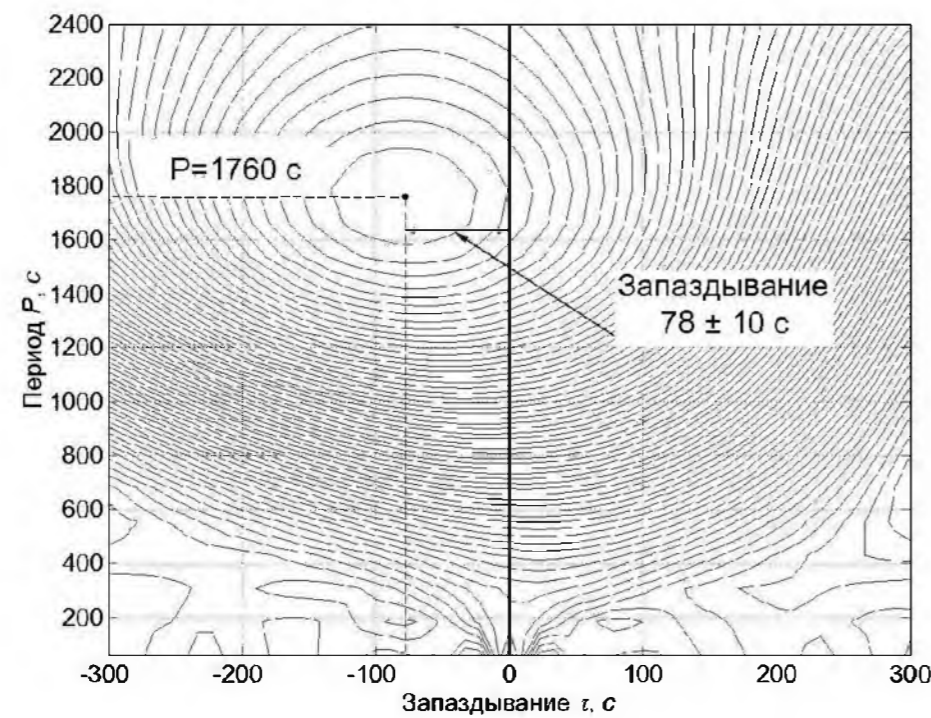


Рис. 4. Запаздывание на волне 3.5 см.
Fig. 4. Delay at wavelength of 3.5 cm

распространению вверх волн сжатия в стандартной хромосфере [4] со скоростью 70 км/с (рис.5).

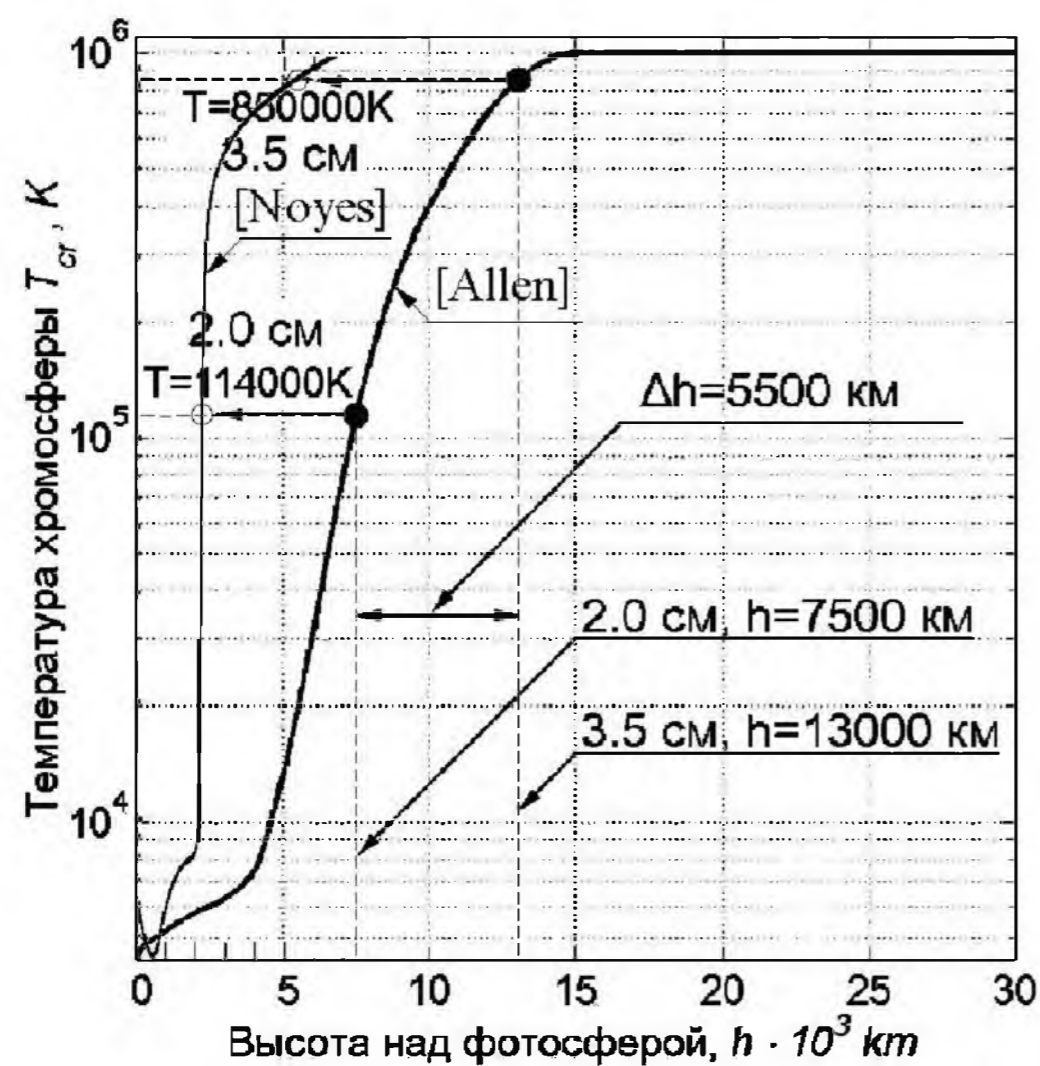


Рис. 5. Параметры радиисточников в стандартной модели хромосферы.
Fig. 5. Parameters of radio sources in a standard model of chromosphere

III. Заключение

1. Колебания интенсивности радиоизлучения с периодом 1750 с запаздывали на 78 с на более длинной волне 3.5 см относительно колебаний на волне 2.0 см, что свидетельствует о распространении волн из нижних слоев атмосферы Солнца вверх.
2. Интенсивность колебаний убывает обратно пропорционально их частоте, что можно рассматривать как результат более сильного затухания в солнечной атмосфере высоко-частотных звуковых волн по сравнению с низкочастотными волнами.

IV. Список литературы

- [1] Шкловский И. С. Физика солнечной короны. М., ГИФМЛ.-1962.-516 с.
- [2] Nindos A., Alissandrakis C. E., Gelfreikh G. B., Bogod V. M., Gontikakis C. Spatially resolved microwave oscillation above a sunspot. // 2002, A&A, v.386, No2, p.658-673.
- [3] Астафьева Н. М. Вейвлет-анализ: основы теории и примеры применения. //УФН.-1996.-66, № 11.-С.1145-1170.
- [4] Allen C.W. Astrophysical Quantities. Univers.of London. Athlone Press.1963. P.291.

MAGNETOACOUSTIC WAVES IN SOLAR ATMOSPHERE DETECTED BY RADIO OBSERVATIONS

Tsvetkov L. I., Yurovsky Y. F.
Crimean astrophysical observatory
Nauchny, Crimea, 98409, Ukraine
Phone: (0654) 237370, E-mail: lits@mail.ylt.crimea.com
Yurovsky Y. Y.
Black Sea Department of Moscow State University

Abstract – The observations of variations of solar radio radiation on October 7, 2002 with a large radio telescope RT-22 SRI CrAO at wavelength 2.0, 2.3 and 3.5 cm revealed by a method of the wavelet-analysis a 78-sec delay of oscillations with period of 1760 sec at the longer wavelength of observation. It is shown that the delay can be a consequence of a compression wave propagation from height $5.5 \cdot 10^3$ km up to height of $12 \cdot 10^3$ km in chromosphere of the Sun, where the temperature increases from $114 \cdot 10^3$ K up to $850 \cdot 10^3$ K.

I. Introduction

It is supposed [1] that the heating of solar corona occurs as result of dissipation of magnetoacoustic waves of convective noise in the top of chromosphere. The propagation of these waves through solar atmosphere is accompanied by change of parameters of plasma that can result in modulation of radio emission. The radio waves of different frequencies leave from distinguished levels of solar atmosphere. Therefore the propagation of acoustic waves can cause a phase delay in radio emission at the different wavelengths.

II. Main Part

The observations were carried out by a large radio telescope SRI CrAO RT-22 at the wavelengths 2.0, 2.3 and 3.5 cm. The records of radio emission of active region NOAA 0139, obtained on October 7, 2002 during an interval 9:25-12:55 UT (Fig. 1) were investigated. By results of mapping of solar disk in the beginning of observation (Fig. 2) the effective temperature of source of radiation at wavelength 2.0 cm $T_{\text{eff}} = 114 \cdot 10^3$ K and $T_{\text{eff}} = 860 \cdot 10^3$ K at wavelength 3.5 cm was determined and under it the amplitude of oscillations was found.

Method of delay searching. It is known that the fluctuations of intensity caused by magnetoacoustic waves occur in the random time and occupy about 17 % of observational time [2]. The most acceptable method of research of developing in time processes is a wavelet-analysis which decompose initial function of time for components in coordinates period - time-intensity [3]. Calculated Morle-wavelet-spectrum has shown (Fig. 3) that in our case suitable for further study the oscillations of Max3 occurred during an interval of time 10:00-12:00 UT and have period 1760 sec. Use Mhat-wavelet has revealed delay of oscillations at the wavelength of 3.5 cm (Fig. 4). Specification of time delay by digital filtration of the data has shown that it is about 78 sec. Such delay corresponds to propagation upwards of waves of compression in standard chromosphere [4] with speed of 70 km/sec (Fig. 5).

III. Conclusion

1. Oscillations of intensity of radio emission with period 1750 sec are delayed by 78 sec on the longer wavelength 3.5 cm relative to the oscillations at wavelength 2.0 cm that testifies propagation of acoustic waves upwards from the bottom layers of solar atmosphere
2. The intensity of oscillations decreases in inverse proportion to their frequency and it is possible to consider as a result of stronger attenuation of high-frequency sound waves in solar atmosphere in comparison with low-frequency waves.

ДЕЙСТВУЮЩИЙ МАКЕТ МИКРОВОЛНОВОГО ГЕЛИОСПЕКТРОМЕТРА

Сырейщиков В. П., Панфилов Ю. Д.
Федеральное государственное научное учреждение
«Научно-исследовательский радиофизический институт» (НИРФИ)
Россия
Тел. +7 (8312)-366639.; e-mail: syr@bk.ru

Аннотация – Представляется описание макета гелиоспектрометра, предназначенного для измерений спектра солнечного радиоизлучения.

I. Введение

На РТ-22 КраО в 1977-1989 гг проведено несколько циклов наблюдений с помощью спектрометров диапазона 8-12 и 12-17 ГГц, разработанных в НИРФИ. Получен ряд нетривиальных результатов, в частности, обнаружена узкополосная компонента излучения солнечных всплесков с полосой 2-3 ГГц и скоростью частотного дрейфа 1-2 ГГц/сек, что является аргументом и подтверждением существования плазменного механизма излучения при движении тепловых фронтов в магнитных петлях после первичного энерговыделения [1].

Для решения задач спектральных наблюдений солнечной активности продолжена разработка макета высокочувствительного приёмника позволяющего получать информацию об интенсивности солнечного излучения в зависимости от текущего времени и частоты излучения – гелиоспектрометра.

С целью улучшения методики спектральных наблюдений солнечной активности (временного и частотного разрешения) и минимизации стоимости аппаратуры была разработана и проверена на макете схема параллельно-последовательного спектрометра с цифровым управлением полосой анализа. Такая схема позволяет реализовать преимущества параллельного анализа, но по диапазонам от заданной полосы, что значительно снижает стоимость комплектующих элементов.

II. Основная часть

Заданная полоса прибора (8-12 ГГц) перекрывается одним широкополосным усилителем, а затем разбивается на 8 каналов с помощью делителя мощности с выходом на высокоизбирательные (> 40 дБ) жиг- фильтры с полосой пропускания ~ 30 МГц. Возможен параллельный опрос каждого из каналов. Полосы анализа жиг-фильтров могут располагаться в полосе приема произвольно и оперативно перестраиваться в соответствии с целями исследований. Таким образом, оптимизирована дилемма цены и качества.

Функциональная схема макета радиоспектрометра представлена на Рис.1.

Основные технические параметры:

1. Полоса приёма – от 8 до 12 ГГц.
2. Полоса пропускания от 26 до 36 МГц не нормированная.
3. Неравномерность в полосе пропускания 1дБ.
4. Внеполосное подавление при отстройке 120 МГц > 70дБ.
5. Подавление паразитных резонансов > 40дБ.
6. Шумовая температура входа спектрометра < 100⁰ К.

7. Усиление по СВЧ-тракту без учёта потерь на пассивных элементах ~ 50дБ.

8. Количество параллельных каналов – 8, уточняется в процессе разработки и изготовления.

9. Заданная постоянная интегрирования спектрометра 10 мсек.

Исходя из требуемого параметра постоянной интегрирования спектрометра 10 мсек был разработан и изготовлен макет блока обработки сигнала низкой частоты (БНЧ) [2]. Функциональная схема БНЧ представлена на Рис.2.

Блок обработки сигнала низкой частоты имеет ряд схемотехнических особенностей. Четыре независимых электронных аттенюатора с собственными разными весовыми значениями переключаемого коэффициента усиления позволяет получить 16 шагов изменения усиления (в 2 раза больше обычных схем БНЧ), что позволит регистрировать больший диапазон сигналов радиоизлучения Солнца. Синхронный фильтр производит усиление полезного сигнала без усиления коммутационных шумов. Ключи синхронного детектора не размыкаются, как в обычных схемах синхронного фильтра, а подключаются на сохранённое предыдущие значение. Достигнуто рекордное для БНЧ значение постоянной интегрирования 10 мсек. Кварцевый генератор с делителем обеспечивает высокую стабильность частоты опорного сигнала.

Основные технические параметры разработанного и изготовленного макета блока обработки сигнала низкой частоты следующие:

- Максимальный коэффициент усиления - 3000.
 - Количество шагов изменения усиления - 16.
 - Количество шин управления усилением - 4.
 - Суммарная постоянная интегрирования БНЧ – 10 мсек.
 - Частота опорного сигнала – 4025 Гц.
 - Форма опорного сигнала – меандр.
 - Стабильность частоты опорного сигнала – 10⁻⁶.
 - Номинальная амплитуда выходного сигнала ±5 В.
 - Максимальная амплитуда выходного сигнала ±10 В.
 - Тип логики управляющего сигнала КМОП.
 - Напряжение питания БНЧ ±15в.
- Работа выполнена при содействии гранта РФФИ №03-02-16691.

III. Заключение

В работе представлены функциональные схемы гелиоспектрометра и результаты испытаний его макета, которые свидетельствуют о более высоких технических параметрах описанных радиоастрономических устройств в отличие от предыдущих разработок НИРФИ.

IV. Список литературы

- [1] Каверин Н. С., Миронов М. А., Моисеев И. Г., Снегирев С. Д., Тихомиров Ю. В., Фридман В. М., Цветков Л. И., Шейнер О. А. Совместные (НИРФИ-КРАО) исследования спектральных и флуктуационных характеристик явлений солнечной активности в микроволновом диапазоне. Изв. Крымской астрофиз. обс.- 1998.-Т.94.- С.82-97.
- [2] Сырейщиков В. П. Схемотехнические решения построения блоков низкой частоты как метод повышения качества радиометров.- Второй региональный научный семинар, Распространение микроволн в природных средах. Н. Новгород, 2003 г.

OPERATIONAL MODEL OF MICROWAVE HELIOSPECTROMETER

Syreishchikov V. P., Panfilov Yu. D.
 Federal State Scientific Institution
 "Research radio physical Institute"
 Russia

Phone: + 7 (8312) -36-66-39.; e-mail: syr@bk.ru

The Summary – Presented in this paper is the description of heliospectrometer model, intended for measurement of solar radiation spectrum.

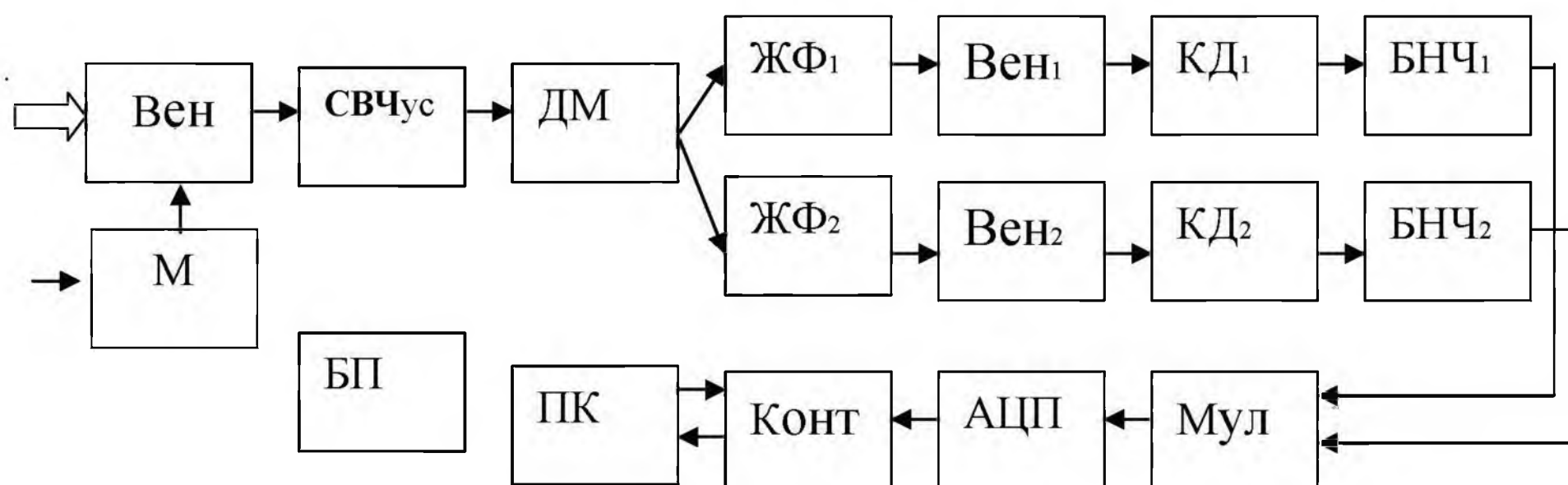


Рис. 1. Функциональная схема макета радиоспектрометра.

Fig. 1. Radio spectrometer block diagram

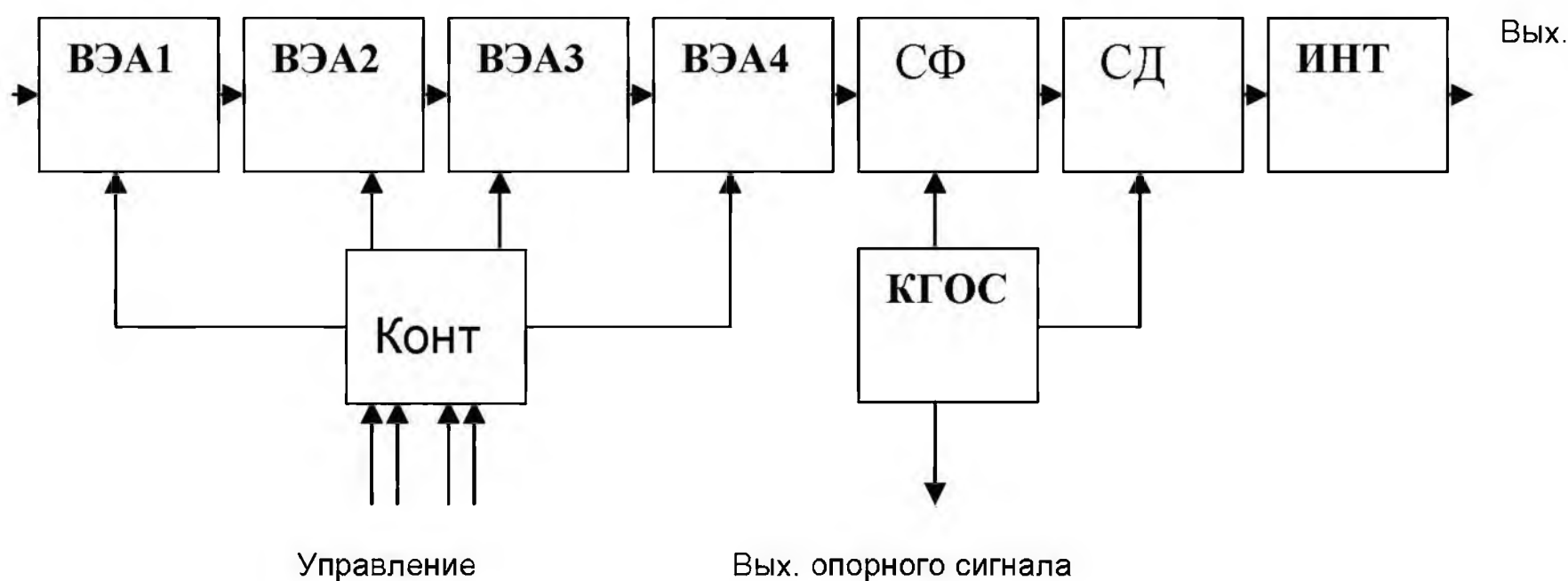


Рис. 2. Функциональная схема блока низкой частоты.

Fig. 2. LF-amplifier block diagram

ИЗУЧЕНИЕ СТРУКТУРЫ ПОЛЯ МИЛЛИМЕТРОВЫХ ВОЛН НА ПРИВОДНЫХ ТРАССАХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РЛС И ПЕРЕМЕЩАЮЩЕГОСЯ УГОЛКОВОГО ОТРАЖАТЕЛЯ

Луценко В. И., Луценко И. В., Попов И. В.
Институт радиофизики и электроники НАН Украины
Харьков - 61085, Украина
Тел.: (857) 7448340; e-mail: lutsenko@ire.kharkov.ua

Аннотация – Предложена методика определения вертикальной координаты уголкового отражателя по доплеровскому смещению частоты рассеянного им сигнала, которая положена в основу восстановления вертикального профиля структуры поля отраженного сигнала. Рассмотрена возможность определения количества и координат отражающих точек, времен их существования на диффузно рассеивающей морской поверхности путем спектрального анализа принятого сигнала.

I. Введение

Изучение вертикальной структуры поля на приводных трассах широко используется для выяснения механизмов распространения радиоволн, связанных с многолучевостью и тропосферной рефракцией. Традиционные методики исследований условно могут быть разделены на две большие группы: с последовательным и параллельным анализом высотной зависимости интенсивности поля. При последовательном анализе используют перемещающийся по высоте излучатель либо приемник. К недостаткам такого подхода следует отнести, прежде всего, сложность технической реализации. Кроме того, последовательный анализ структуры поля затрудняет регистрацию быстропротекающих процессов, обусловленных сравнительно небольшими временами жизни рассеивающих областей на морской поверхности, соизмеримых с периодом морских волн. Особое место в этой группе занимают методы, использующие в качестве излучателя искусственные спутники. Это могут быть спутники системы глобальной навигации, либо вещательные (телевизионные) спутники, располагающиеся на геостационарных орбитах. Поскольку при таком подходе значительны размеры участков поверхности моря, формирующие рассеянное поле, а также велики времена наблюдения, то он используется, в основном, для изучения эффектов, связанных с тропосферной рефракцией.

При параллельных методах анализа в ряде дискретно расположенных по высоте корреспондирующих пунктов осуществляется прием сигнала передатчика. Недостатком является сложность технической реализации достаточно подробного изучения структуры поля. В настоящей работе рассматривается возможность использования, перемещающегося наклонно эталонного уголкового отражателя для изучения вертикальной структуры поля на приводной трассе в миллиметровом диапазоне.

II. Основная часть

Для исследований использовался когерентно импульсная РЛС с рабочей длиной волны 4мм. Мощность излучения была около 15 кВт при длительности импульса 0.1 мкс и частоте повторения 2КГц. Ширина диаграмм направленности передающей и приемной антенн в азимутальной и угломестной плоскостях по уровню половинной мощности составляла 10 мРад. Чувствительность приемника была не хуже -115

дБ/Вт. РЛС размещалась на обрывистом берегу, при этом высота центра антенной системы относительно поверхности моря составляла около 11м. На противоположном пологом берегу бухты была установлена мачта высотой 4,6м к которой крепились наклонно два троса по которым перемещался эталонный уголкового отражатель. Основание мачты располагалось на высоте 3м относительно поверхности моря. Расстояние между РЛС и отражателем составляло около 3640м. Электрическая ось антенн измерительного комплекса ориентировалась под углом -5мрад относительно горизонта. Этот угол примерно соответствует угловому положению центра зоны, формирующей зеркально отраженный сигнал. При этом обеспечивается облучение главным лепестком диаграммы уголкового отражателя, его зеркального изображения и зоны диффузного рассеяния на морской поверхности начиная с дальности в 700м. Выбор такого угла ориентации антенн связан с тем, что ранее проведенные исследования позволили установить, что наиболее интенсивно рассеивают участки поверхности из зоны формирующей зеркальное отражение и участка диффузного рассеяния вблизи отражателя [1]. При перемещении отражателя от верхней точки к нижней возникает доплеровское смещение частоты в рассеянном сигнале, величина которого определяется скоростью его движения, углом снижения и рабочей длиной волны РЛС. Интегрирование доплеровского смещения частоты позволяет оценить горизонтальное, а при известной геометрии и вертикальное перемещение уголка. Кроме того оно позволяет селектировать сигнал уголка на фоне отражений от подстилающей поверхности (моря и участков суши, где он располагался). В качестве примера на рис.1 приведены два вертикальных разреза поля зарегистрированные последовательно во времени с интервалом в 1-2 минуты. Следует отметить, что наряду с общими для двух разрезов флуктуациями, обусловленными интерференцией прямого и зеркально отраженного лучей наблюдаются и флуктуации несовпадающие по частоте. Они обусловлены тем, что происходит смена отражающих точек в пределах блестящей поверхности. Для восстановления вертикальной координаты уголка использовался метод счета нуль пересечений, который является дискретным аналогом метода интегрирования доплеровского смещения частоты.

В пространственных спектрах структуры поля по высоте наряду с составляющими связанными с точкой зеркального отражения (для нашего случая около 3 м^{-1}), присутствуют достаточно устойчивые более низкочастотные компоненты, обусловленные отражающими участками вблизи уголка, а также компоненты спектра в более высокочастотной, чем для точки зеркального отражения области, которые носят спорадический характер и связаны с рассеянием на близлежащих к РЛС диффузно отражающих участках

морской поверхности. Анализ пространственных спектров каждого из вертикальных разрезов позволяет сделать вывод о формировании рассеянного сигнала несколькими (3-6) отражающими точками. Ширина линии пространственного спектра для каждой из точек позволяет оценить время ее существования, которое составляет единицы секунд. Оценки коэффициентов отражения по соотношению максимумов и минимумов в интерференционной структуре поля дают значения для различных разрезов поля от 0.5 до 0.75. Значения коэффициента взаимной корреляции соседних по времени разрезов поля не превышают 0.7. Это позволяет утверждать, что поле в точке приема даже при имевших место в ходе проведения экспериментов небольших волнениях (до 2 баллов) в значительной степени определяется небольшим количеством диффузно отражающих на поверхности моря точек.

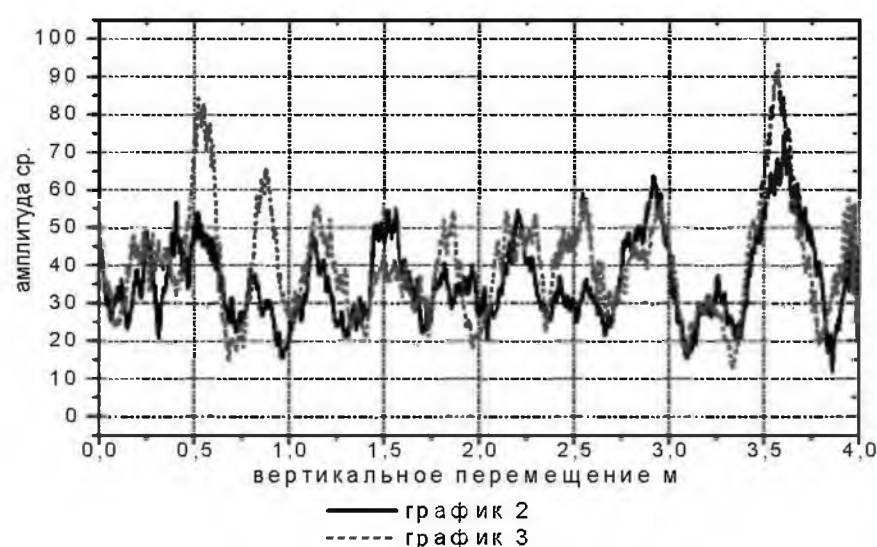


Рис. 1. Вертикальные разрезы поля.

Fig. 1. Vertical field profiles

III. Заключение

Предложена методика исследования вертикальной структуры поля при помощи перемещающегося наклонно эталонного уголкового отражателя. Рассеянный им сигнал на доплеровской частоте используется для восстановления вертикальной координаты, а также для повышения контраста на фоне отражений от подстилающей поверхности. Анализ спектрального состава рассеянного уголкового сигнала позволил установить, что в пределах области, формирующей рассеянный сигнал одновременно существует сравнительно небольшое количество блестящих точек.

IV. Список литературы

- [1] Луценко В. И., Педенко Ю. А., Разказовский В. Б. Экспериментальное исследование диффузных переотражений от моря в миллиметровом диапазоне волн // 15 Всесоюз. конф. по распространению радиоволн, Алма-Ата, октябрь 1987, тезисы докл., м.: «Наука», 1987, с.279

STUDY OF MICROWAVE FIELD STRUCTURE ON WATER SURFACE PATHS USING RADAR AND MOVING CORNER REFLECTOR

Lutsenko V. I., Lutsenko I. V., Popov I. V.
Usikov Institute of Radiophysics and Electronics
National Academy of Sciences of Ukraine
12, Akademika Proskury, Kharkov - 61085, Ukraine
Tel.: (0572) 448593, e-mail: lutsenko@ire.kharkov.ua

Abstract – Considered in this paper is the method of determination of vertical coordinate of corner reflector which is based on measurement of Doppler frequency displacement of signals, scattered by the reflector. The method is based on restoration of vertical profile of field structure. Possibility of determination of reflecting points quantity, their coordinates and lifetime on diffusive scattering sea surface using spectral analysis of the signal received are examined.

I. Introduction

The studying of vertical field structure on water surface paths is widely used for clarification of mechanisms of radio waves multipath propagation and troposphere refraction. The possibility of inclined moving corner reflector application for study of vertical structure of field on water surface paths in millimeter wave range is examined in this paper.

II. Main part

The coherent pulse radar, operating at wavelength 4mm was placed on steep coast of 11 m height. The mast of 4.6 m height has been set on the opposite coast. Two inclined steel ropes were fixed to the mast. Corner reflector was moved along ropes and mast foundation was set at 3 m height above sea level. The distance between radar and reflector was about 3640m. Integration of Doppler frequency displacement allows to estimate horizontal and horizontal moving of reflector if the geometry is known. As an example on fig.1 there are 2 vertical profiles of the field registered consecutively with the interval of 1-2 minutes. It should be noticed that for two profiles fluctuations, caused by interference of direct and mirrored rays, the unmatched frequency fluctuations are observed along with common fluctuations. They are caused by change of reflecting points in the range of shining surface. Space spectrum analysis of all vertical cuts allows to make a conclusion about forming of dispersed signal by several (3-6) reflecting points. Estimation of reflection coefficients by correlation of maximums and minimums in interference field structure gives values from 0.5 to 9.75. This allows to approve that the field in reception point is defined by small quantity of diffusively reflecting points of the sea surface even when a heavy sea was up to 2 Beaufort number.

III. Conclusion

The method of investigation of vertical structure of the field by means of obliquely moving master angled reflector has been suggested. The signal diffused by the reflector on Doppler frequency is used for restoring vertical coordinate and also for raising contrast on the background of underlying surface.

О СПЕКТРАХ ФЛУКТУАЦИЙ РАДИОСИГНАЛА В ТУРБУЛЕНТНОЙ АТМОСФЕРЕ

Алексеев Г. А., Белоброва М. В.
Институт радиофизики и электроники НАН Украины
12, Ак. Проскуры, Харьков – 61085, Украина
Тел.: (057) 7448343; e-mail: belobrov@ire.kharkov.ua

Аннотация – Работа посвящена численному анализу влияния неоднородных и нестационарных процессов в тропосфере на спектральные характеристики радиосигнала. Показано, что учет этих факторов может приводить к значительной погрешности при восстановлении параметров тропосферы по характеристикам радиосигнала.

I. Введение

Спектры флуктуаций радиосигнала в турбулентной атмосфере в настоящее время изучены достаточно подробно [1, 2]. Предложены различные способы определения по спектрам скорости ветра и усредненного значения структурной характеристики флуктуаций показателя преломления [2, 3]. При расчете энергетических спектров флуктуаций обычно используется гипотеза «замороженной» турбулентности. Реальные атмосферные слои, однако, статистически неоднородны, а скорость ветра (закон переноса неоднородностей) может иметь нестационарный характер, и наличие этих эффектов может влиять на точность оценки параметров атмосферы. В настоящей работе проведены численные расчеты энергетических спектров амплитудных флуктуаций сферической волны, прошедшей слои с различными профилями изменения структурной характеристики флуктуаций показателя преломления при непостоянной (во времени или пространстве) скорости переноса турбулентности.

II. Основная часть

Численные расчеты спектров проводятся наиболее элементарным образом – по пространственным «поперечным» корреляционным функциям в рамках метода плавных возмущений [1, 2]. Такой подход к анализу амплитудных («уровневых») флуктуаций сигнала допустим в связи с их стационарностью и конечностью [1]. Сравнение спектров проводится для трех дистанционных (высотных) профилей структурной характеристики $C_n^2 = C_{n0}^2 f(\eta)$ тропосферы:

- стандартного (экспоненциальная модель 1),

$$f(\eta) = \exp(-b_s(1-\eta)) \quad 0 \leq \eta \leq 1, \quad b_s = 1,25; \quad (1)$$

- учитывающего «приземный» слой повышенной интенсивности флуктуаций коэффициента преломления (биэкспоненциальная модель 2),

$$f(\eta) = \exp(-b_l(1-\eta)), \eta_l \leq \eta \leq 1$$

$$f(\eta) = \exp(-b_l(1-\eta_l)) \exp(-b_s(\eta-\eta_l)), 0 \leq \eta \leq \eta_l, \quad (2)$$

$b_s = 1,25$; $b_l = 4,0$; $\eta_l = 0,5$;

- учитывающего приподнятый («гауссовый») слой повышенной интенсивности флуктуаций (модель 3),

$$f(\eta) = [1 - \Delta_l \exp(-b_l^2(1-\eta_l)^2)] \times$$

$$\times \exp(-b_s(1-\eta)) + \Delta_l \exp(-b_l^2(\eta-\eta_l)^2), 0 \leq \eta \leq 1 \quad (3)$$

$b_s = 1,25$, $b_l = 4,0$, $\Delta_l = 1,0$ и $\eta_l = 0,7$, где b_s, b_l, η_l – нормированные (на L) параметры, L – длина трассы, Δ_l – относительная интенсивность, и трех законов переноса «замороженной» турбулентности. $V = V_0 = \text{const}$, $V = V_0(1 + \alpha\tau)$, $V = V_0(1 + \beta \cos(\Omega\eta))$ (или $V = V_0(1 + \beta \cos(\Omega\tau))$), где τ – безразмерное (нормированное на время пересечения зоны Френеля

$\sqrt{\lambda L}/V_0$) текущее время, α, β – безразмерные (нормированные на V_0) градиенты изменения скорости, Ω – безразмерная «частота» изменения скорости. Состояние локально-однородной тропосферы описывается модифицированным спектром Кармана $\Phi_n(\mathcal{K})$ [1, 2], где \mathcal{K} – безразмерное (умноженное на $\sqrt{\lambda L}$) волновое число пространственной гармоник в спектре неоднородностей; C_{n0}^2 – «приземное» значение структурной характеристики спектра статистически неоднородной тропосферы. Корреляционная «поперечная» функция слабых амплитудных («уровневых») флуктуаций при этом имеет вид [2]

$$B(\rho) = c \int_0^1 \int_0^\infty f(\eta) \mathcal{K} J_0(\mathcal{K} \eta \rho) \Phi_n(\mathcal{K}) \sin^2 \left[\frac{\eta(1-\eta)}{4\pi} \mathcal{K}^2 \right] d\mathcal{K} d\eta,$$

где η – безразмерное (нормированное на L) расстояние, отсчитываемое от источника сферической волны; ρ – нормированное на радиус зоны Френеля $\sqrt{\lambda L}$ расстояние между приемниками; c – константа. При численном анализе Фурье предполагается: $\rho = v\tau$, где $v = v(\tau, \eta)$ – безразмерная (нормированная на V_0) скорость. Расчетные корреляционные функции для моделей 1-3 представлены на рис. 1.

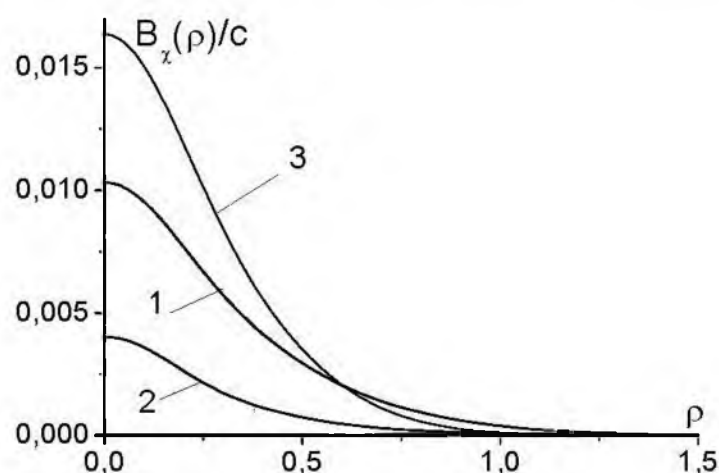


Рис. 1. Корреляционные функции для моделей 1-3.

Fig. 1 Correlation functions for models 1-3

Рассматривая их как автокорреляционные функции, можно рассчитать энергетические спектры амплитудных флуктуаций радиосигнала. На рис. 2. представлены нормированные спектры $S_x(F)$ для моделей 1-3 при постоянной скорости переноса турбулентности для случая $\lambda = 0,01$ м, $L = 10000$ м, ($\sqrt{\lambda L} = 10$ м): сплошные кривые – $V_0 = 4$ м/с, штриховые – $V_0 = 2$ м/с. Из рис. 2 видно, что «деформация» регулярного профиля структурной характеристики сопровождается незначительным расширением энергетического спектра, не превышающим по абсолютной величине 1-2 Гц, т.е. является достаточно слабым эффектом, который можно не учитывать при оценке усредненных параметров тропосферы. Зависимость ширины спектра от скорости переноса является тривиальным масштабным эффектом, который и используется на практике.

ABOUT SPECTRA OF RADIO SIGNAL FLUCTUATIONS IN THE TURBULENT ATMOSPHERE

Alexeev G. A., Belobrova M. V.
 Usikov Institute for Radiophysics and Electronics
 of National Academy of Sciences of Ukraine
 12 Acad. Proskury St., 61085, Kharkov, Ukraine
 phone: (057) 7448343,
 e-mail: belobrov@ire.kharkov.ua

Abstract – The work is devoted to the numerical analysis of influence of non-uniform and non-stationary processes in troposphere on radio signal spectral characteristics. It is shown, that disregard of these factors may cause significant error in restoration of troposphere parameters.

I. Introduction

Spectra of radio signal fluctuations in a turbulent atmosphere now are investigated in detail [1, 2]. Various ways of definition of wind speed and the average value of the structural characteristic of refraction parameter fluctuations on spectra are offered [2, 3]. At calculation of power spectra of fluctuations the hypothesis of the "frozen" turbulence is usually used. The real atmospheric layers, however, are statistically non-uniform, and the wind speed (the law of transportation) can have non-stationary character, and presence of these effects can influence accuracy of parameter atmosphere estimation. In the present work numerical calculations of power spectra of amplitude fluctuations of the spherical wave past through layers with various profiles of the structural characteristic of refraction parameter fluctuations at variable (in time or space) speed of turbulence transportation are carried out.

II. Main Part

Numerical calculations of spectra are carried out by the most elementary way - on transversal spatial correlation functions within the framework of a smooth perturbation method [1, 2]. Such way to the analysis of amplitude ("level") fluctuations of a signal is allowable in connection with them stationarity and finiteness [1]. The spectra comparison is made for three distance (altitude) models of the troposphere structural characteristic: standard (exponential model 1), taking into account a surface layer of the increased intensity of refraction factor fluctuations (model 2), taking into account raised layer (model 3) and for three laws of "frozen" turbulence transportation. The calculated transversal spatial correlation function of weak amplitude fluctuations are presented on fig.1. Considering them as auto-correlation functions, it is possible to calculate the power spectra of amplitude fluctuations. The normalized spectra for models 1-3 at constant speed of turbulence transportation are presented on fig. 2. for wind speed equal 4 m/s (solid curve) and 2 m/s (dashed curve). From fig.2 it is visible, that "deformation" of a regular profile of the structural characteristic is accompanied by the insignificant expansion of a power spectrum. As this effect is enough weak, it can be not taken into account at an estimation of the average troposphere parameters. Dependence of spectrum width on transportation speed is trivial scale effect, which is used in practice.

On fig 3 the amplitude fluctuation spectra for standard model are presented for cases of non-stationary heterogeneity transportation. The dashed curve corresponds to a case uniformly accelerated transportation, dotted - to a case of harmonic change of transportation speed in space, dash-dotted - to a case of time change. A solid curve - uniform transportation. From fig.3 it is visible, that non-stationary of transportation speed on a distance and time-varying of the speed at the harmonic law and, the more so, the accelerated transportation can essentially and unpredictably influence on the width and the form of a spectral curve.

III. Conclusion

Is shown, that neglect the specified natural effects at troposphere diagnostic can lead to an additional error at an estimation of the average parameters.

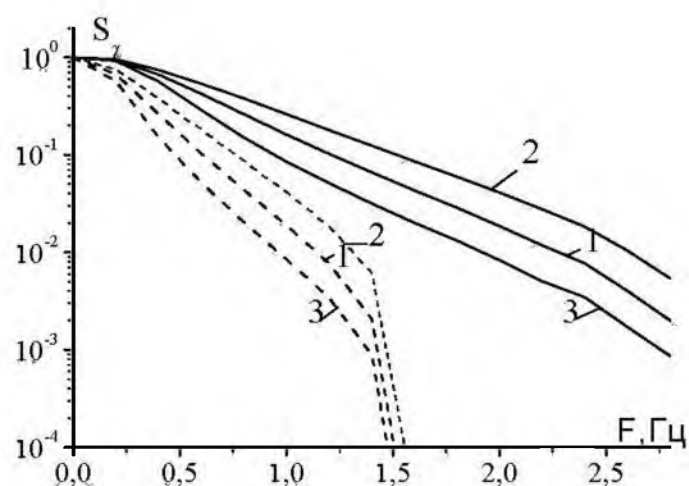


Рис. 2. Нормированные спектры для моделей 1-3 ($V = const$).

Fig. 2. Normalized spectra for models 1-3 ($V = const$)

На рис.3 представлены спектры флуктуаций сферической волны $S_x(\nu)$, где $\nu = 2\pi F \sqrt{L\lambda} / V_0$ - безразмерная флуктуационная частота (частота, умноженная на время пересечения неоднородностями зоны Френеля) для стандартной модели при нестационарном переносе неоднородностей. Штриховая кривая на рис.3 соответствует случаю равноускоренного переноса ($\alpha = 0,5$), пунктирная - случаю гармонического изменения скорости переноса в пространстве с «частотой» $\Omega = 1$ или $\Omega = 3$ ($\beta = 0,5$), штрихпунктирная - случаю изменения во времени ($\Omega = 1$ или $\Omega = 3$, $\beta = 0,5$), сплошная кривая - случай $V = V_0 = const$.

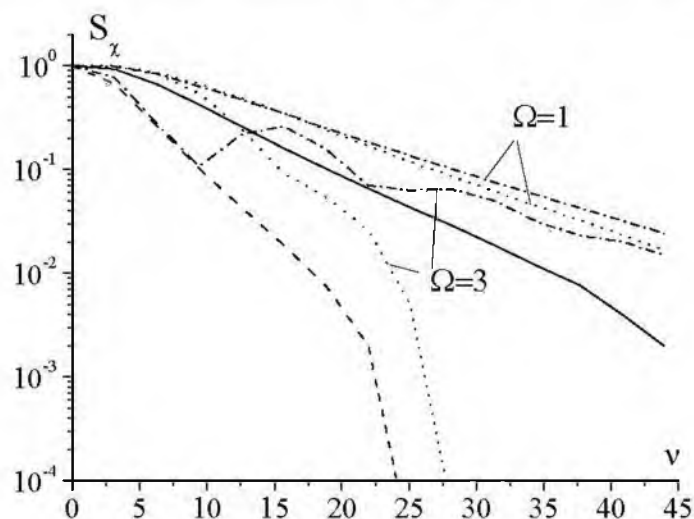


Рис. 3. Нормированные спектры для модели 1 при нестационарном переносе.

Fig. 3. Normalized spectra for model 1 at non-stationary transportation

Из рис.3 видно, что нестационарность переноса неоднородностей по дистанции и временная нестационарность при гармоническом законе изменения скорости и тем более при равноускоренном движении могут существенно и непредсказуемо влиять на ширину и форму спектральной кривой.

III. Заключение

Таким образом, неучет указанных природных эффектов в рамках известных методик диагностики тропосферы может приводить к дополнительной погрешности при оценке усредненных значений скорости ветра и структурной характеристики.

IV. Список литературы

- [1] В. И. Татарский. Распространение волн в турбулентной атмосфере. М.: Наука, 1967,
- [2] А. Исимуру. Распространение и рассеяние волн в случайно-неоднородных средах. т.2. М.: Мир, 1981, 318с.
- [3] А. Ishimaru. Temporal frequency spectra of multifrequency waves in turbulent atmosphere/ IEEE Transactions on antennas and propagations, vol. AP-20, No 1, January 1972, pp.10-19.

АЛГОРИТМЫ ПОВЫШЕНИЯ УГЛОВОЙ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ РЛС

Лаговский Б. А., Самохин А. Б.

Московский государственный институт радиотехники электроники и информатики (техн. ун-т)
пр. Вернадского, 78, Москва – 119454, Россия
Тел.: (095)4347565; e-mail: Lagovsky@rambler.ru

Аннотация - Описаны несложные для практической реализации методы получения изображения радиолокационных объектов с улучшенным угловым разрешением и необходимые для этого алгоритмы вторичной обработки информации. Приведены результаты численных экспериментов на математических моделях.

I. Введение

Для объектов в дальней зоне разрешение по углу на основе критерия Рэлея имеет вид:

$$\delta\theta \cong \lambda/d \cong \theta_{0,5}, \quad (1)$$

соответствующий ширине диаграммы направленности (ДН) антенны $\theta_{0,5}$, где d - размер антенны, λ - длина волны излучения. Оценка ширины ДН (1) носит фундаментальный характер. Величина углового разрешения (1) введена на основе возможности визуального различения двух близко расположенных объектов. Последнее даёт принципиальную возможность повысить разрешение при обработке результатов наблюдений. Предлагаемые ниже методы вторичной обработки принятого сигнала позволяют получить дополнительную информацию об угловом распределении интенсивности отражения внутри области (1), что эквивалентно увеличению углового разрешения системы.

II. Основная часть

Пусть в секторе обзора РЛС по одной из угловых координат - Ω - находится объект с конечными угловыми размерами. Распределение комплексной амплитуды отражённого сигнала в зависимости от угла наблюдения α обозначим $I(\alpha)$. При сканировании на выходе приёмного устройства получим зависимость огибающей выходного напряжения в виде $U(\alpha)$.

Задача состоит в восстановлении распределения $I(\alpha)$ на основе обработки принятого сигнала $U(\alpha)$ и известной ДН - $f(\alpha)$.

Связь величин I , U и сканирующей ДН $f(\alpha)$ выражается в виде интегрального уравнения Фредгольма первого рода типа свёртки:

$$U(\alpha) = \int_{\Omega} f(\alpha - \alpha') I(\alpha') d\alpha', \quad (2)$$

Попытки увеличить разрешение по сравнению с (1) путём решения (2) приводят к появлению неустойчивостей в решениях. Получение приемлемого решения оказывается возможным только при больших отношениях сигнал/шум.

Пусть антенна представляет собой линейную антенную решетку (АР) из $2M+1$ элементов с расстояниями d между соседними излучателями. Тогда решение может быть представлено в виде разложения по конечному числу собственных функций (2).

Представление решения в виде разложения по собственным функциям не является единственно возможным. Для поиска решения предложены иные

системы ортогональных на Ω функций $S_j(\alpha)$, $j = 1, 2, \dots, 2M+1$ [1]. Использование различных систем функций позволяет учитывать заранее известную информацию о распределении $I(\alpha)$ и увеличить в ряде случаев точность решения по сравнению с (2), т.е. улучшить разрешение.

Искомое распределение $I(\alpha)$ представляет собой в этом случае разложение по конечной системе функций $S_j(\alpha)$ с неизвестными коэффициентами b_j :

$$I(\alpha) = \sum_{j=1}^{2M+1} b_j S_j(\alpha) + \eta(\alpha) \quad (3)$$

$\eta(\alpha)$ - неизвестная функция, ортогональная всем $S_j(\alpha)$.
В этом случае вместо (2) для АР получим

$$U(\alpha) \cong \sum_{j=1}^{2M+1} \sum_{n=-M}^M J_n b_n a_{jn} \exp(-ikdn \sin \alpha) \quad (4)$$
$$a_{jn} = (\exp(-ikdn \sin \alpha'), S_j(\alpha'))$$

где (u, v) - скалярное произведение функций u и v .

Наиболее устойчивое решение при определении коэффициентов b_j из (4) получается при интегральной обработке принятого сигнала $U(\alpha)$. Умножив обе части (4) на $S_j^*(\alpha)$ и проинтегрировав по области Ω , приходим к системе линейных уравнений при $j = 1 \dots 2M+1$:

$$U^s = AA^* B \quad (5)$$

Решая (5), находим коэффициенты b_j , и, следовательно, распределение $I(\alpha)$.

В качестве систем ортогональных функций удобно использовать ступенчатые функции. Такое представление $I(\alpha)$ означает, что истинное распределение заменяется усреднённым по каждому шагу $\Delta\alpha$, соответствующему искомому разрешению.

Количественные характеристики увеличения разрешения и его пределы исследовались на математической модели.

Точность найденного решения и сама возможность вообще получить приемлемое решение (5) оценивалась с помощью чисел обусловленности вычислительных алгоритмов.

Решения искались со всё большим разрешением, т.е. при последовательном задании всё меньшего шага $\Delta\alpha$ и, соответственно, рассматривалось всё большее число функций в разложении (3). Шаг уменьшался до тех пор, пока возможно было получить устойчивое решение.

На рис.1 приведены результаты восстановления $I(\alpha)$. 1- исходное распределение $I(\alpha)$, 2,3 - восстановленное изображение. Шаг выражен в нормированных на ширину ДН единицах и составляет $1/8\theta_{0,5}$.

По горизонтальной оси отложены номера точек наблюдения m внутри области $\theta_{0,5}$. Числа, отложенные по вертикальной оси, характеризуют излучение

дискретного элемента цели под номером $m - I(m)$ в относительных единицах после нормировки на максимальное значение интенсивности.

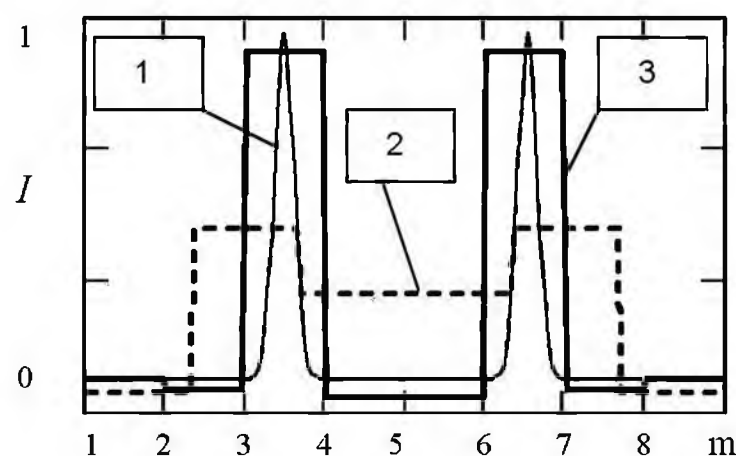


Рис.1. Эффективное разрешение $\theta_{0.5}/8$. Ступенчатые функции (2) и вейвлеты Хаара (3).

Fig.1: The example of $\theta_{0.5}/8$ resolution. Step functions (2) and Haar wavelets (3) are used

Получение удовлетворительного решения обратной задачи в значительной степени определяется уровнем шумов:

- при уровне ниже некоторого порогового восстановленное изображение мало отличается от "бесшумового" и носит устойчивый характер;

- при дальнейшем увеличении уровня шума, в "переходной" области, качество изображения цели начинает резко ухудшаться, его вид становится сильно зависящим от каждой конкретной реализации шума, изображение начинает как бы "размываться". Единственное удовлетворительное решение может быть получено в этой "переходной" области только при обработке многих полученных кривых напряжений, однако оно даёт достаточно близкое к истинному распределение;

- при значительном уровне шума получаемые решения принимают устойчивый осциллирующий вид с амплитудой, на порядки превышающей искомую интенсивность отражения, что свидетельствует о невозможности решить задачу.

Пороговый уровень шума, при котором ещё возможно качественное восстановление изображения цели, определяется искомым разрешением. В качестве оценки на модели показано, что для улучшения разрешения в два раза для простых алгоритмов необходимо на порядок увеличить отношение сигнал/шум в обрабатываемом сигнале.

Результаты восстановления изображения с помощью интегральной обработки (4,5) оказались заметно лучше, чем при других методах. Это объясняется тем, что интегрирование проявляется как регуляризирующий фактор при решении обратных задач. Кроме того, при интегральной обработке $U(\alpha)$ снижается роль случайных составляющих принимаемого сигнала.

III. Заключение

Предлагаемые алгебраические методы обработки сигнала позволяют повысить эффективную угловую разрешающую способность РЛС по сравнению с критерием Рэлея в 2-4 раза при использовании простых алгоритмов обработки и в 5-8 при использовании более сложных специализированных алгоритмов.

IV. Список литературы

- [1] Лаговский Б. А. Обратные задачи определения характеристик источника излучения с повышенным угловым разрешением. // Антенны. - 2003, № 12 (79), - с.55-65.

ALGORITHMS FOR IMPROVE IN THE PROBLEMS OF ANGULAR RESOLUTION

Lagovsky B. A., Samokhin A. B.
 Moscow State Institute of Electronic Engineering
 Moscow 119454, Russia
 phone: (095)4347565;
 e-mail: Lagovsky@rambler.ru

Abstract – This paper describes how the angular resolution of radar systems can be improved in the problems of the target image identification. Rather simple algorithms, necessary for it, of an information reprocessing are proposed for practical embodiment. The outcomes of numerical experiments are introduced.

I. Introduction

It is well known that to improve a quality of the target image identification we need to improve the angular resolution.

For the targets located in a far zone the angular resolution based on Rayleigh criterion is usually represented as (1) where d is a size of antenna, λ - wave-length.

The estimation of beamwidth as (1) has fundamental character. The magnitude of the angular resolution (1) is introduced artificially, on the basis of a possibility of separate observation of two close located objects. It gives a principle opportunity to increase the angular resolution at processing results of measurements.

II. Main Part

At scanning on an angle α we shall receive the signal $U(\alpha)$. The problem is to reconstruct an angular intensity distribution $I(\alpha)$ of the reflected signal on the basis of the analysis of an output signal $U(\alpha)$ (2) and the known directional pattern $f(\alpha)$. The considered problem relates to inverse ill-posed problems. The numerical solutions of the Eq.(2) became unstable when we try to obtain the angular resolution better than (1).

For this reason the offered algebraic methods of the analysis based on a representation of a signal and desired intensity distribution in a discrete form seem to be encouraging. Let's consider a linear equidistant antenna array consisting from $2M+1$ elements with distances d between the next emitters.

The solution of Eq.(2) is usually expressed with the help of eigenfunctions, Various systems orthogonal on Ω functions $S_j(\alpha)$, $j=1,2,...N$ are offered. Their use allows to take into account preliminary information on distribution $I(\alpha)$ and to increase the angular resolution.

For many problems the most convenient appear step functions. Numerical characteristics of increase of the angular resolution and its limits were investigated on mathematical model.

In the Fig.1 the results of restitution of the target with the minimal achieved step are given.

Influence of noise level on an opportunity of increase of the effective resolution was investigated on mathematical model.

Integration is the regularizing factor at the solving inverse problems. At integration $U(\alpha)$ the role of stochastic noise in the received signal is reduced

III. Conclusion

The algebraic methods of image restoration of radar targets with the improved angular resolution are offered. As a whole, offered algebraic methods allow to increase effective angular resolution in 2-4 times at using simple algorithms and in 5 – 8 at using composite specialized algorithms.

ОБНАРУЖЕНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ОБЛАСТЕЙ С ЗАДАНЫМИ ЗАКОНАМИ ОТРАЖЕНИЯ В МНОГОПОЗИЦИОННЫХ РСА

Ксендзук А. В.

Харьковский национальный аэрокосмический университет «ХАИ»
ул. Чкалова 17, Харьков - 61070, Украина
тел.: +38057-7074351, e-mail: ks_alex@ukr.net

Аннотация – Предложен и проанализирован алгоритм обнаружения областей с заданными законами отражения в многопозиционных системах дистанционного зондирования с синтезированием апертуры антенны.

I. Введение

Определение областей с заданными законами отражения электромагнитного поля (в частном случае – обнаружение объектов) необходимо для решения широкого круга практических задач – обеспечение безопасности транспортных перевозок, управление и сопровождение транспортных средств, для экологического мониторинга и др.

II. Основная часть

Уравнение наблюдения при аппроксимации модели поверхности статической во временной области зададим в виде вектора, координаты которого, [1]

$$u_i(t)/a(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0) = \sum_{k=1..Tr} \operatorname{Re} \int_D \dot{F}_{ik}^0(\mathbf{r}) a(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0) \dot{S}_{ik}(t, \mathbf{r}) d\mathbf{r} + \sum_{k=1..Tr} \operatorname{Re} \int_D \dot{F}_{ik}^D(\mathbf{r}) [1 - a(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0)] \dot{S}_{ik}(t, \mathbf{r}) d\mathbf{r} + \sum_{k=1..Tr} n_{ik}(t) \quad (1)$$

представлены суммой сигнальной (отраженной от искомой области R) $\sum_{k=1..Tr} \operatorname{Re} \int_D \dot{F}_{ik}^0(\mathbf{r}) a(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0) \dot{S}_{ik}(t, \mathbf{r}) d\mathbf{r}$,

фоновой (отраженной от подстилающей поверхности) $\sum_{k=1..Tr} \operatorname{Re} \int_D \dot{F}_{ik}^D(\mathbf{r}) [1 - a(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0)] \dot{S}_{ik}(t, \mathbf{r}) d\mathbf{r}$ и шумовой

$\sum_{k=1..Tr} n_{ik}(t)$ компонент; $a(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0)$ является пространственной индикаторной функцией наличия области R в окрестности точки $\mathbf{r}_0 \in D$, k, i -номер передатчика и приемника, соответственно.

Комплексный коэффициент отражения от области R зададим многомерной характеристикой, зависящей, в частности, от бистатических углов приемника Θ_R , передатчика Θ_T , ориентации объекта Θ_0 в виде $\dot{F}(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0) = F^0(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0) \dot{\eta}(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0, \gamma)$. С учетом такой записи, уравнение наблюдения - это сумма сигнальной и помеховой компонент $\mathbf{u}(t) = \dot{F}^0(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0) \dot{S}_\eta(t, \mathbf{r}, \mathbf{r}_0) + \mathbf{n}(t)$. Характер распределения вектора $\mathbf{n}(t)$ определяется не только характеристиками $n_i(t)$, но и параметрами отражения от подстилающей поверхности. Полагая, что в пределах линии равных дальностей находится достаточное число независимых отражателей и/или в формировании сигнала участвует достаточное число передающих элементов, аппроксимируем закон распределения $\mathbf{n}(t)$ гауссовским.

Оптимальный алгоритм обнаружения синтезируем на основании определения отношения правдоподобия по результатам совместной оценки среднего реального значения комплексного коэффициента отражения $F^0(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0)$ объекта с учетом уравнения (1),

модели (2) и того, что функция $F^0(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0)$ - вещественная величина:

$$\operatorname{Re} \int_0^T \int_0^T \mathbf{u}^T(t_1) \mathbf{R}_u^{-1}(t_1, t_2) \dot{S}_\eta^*(t_2, \gamma, \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_0) dt_1 dt_2 = \frac{1}{2} \int_D F^0(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0) \times \times \operatorname{Re} \int_0^T \int_0^T \dot{S}_\eta^T(t_1, \gamma, \mathbf{r}) \mathbf{R}_u^{-1}(t_1, t_2) \dot{S}_\eta^*(t_2, \gamma, \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_0) dt_1 dt_2 d\mathbf{r}$$

где в координатах вектора модифицированных опорных сигналов $S_{\eta i}(t, \gamma, \mathbf{r}, \mathbf{r}_0)$ учитываются амплитудно-фазовые множители $\dot{\eta}(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0, \beta, \Theta_0, \Theta_R, \Theta_T)$, входящие в электродинамическую модель объекта $\dot{S}_{\eta i}(t, \gamma, \mathbf{r}, \mathbf{r}_0) = \sum_{k=1..Tr} \dot{\eta}_{ik}(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0, \gamma_{ik}) \dot{S}_{ik}(t, \mathbf{r})$.

Для модели уравнения наблюдения (1) результат оптимальной совместной обработки представим в виде суммы сигнальной $I^0(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0)$, фоновой $I^D(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0)$ и шумовой $I^N(\mathbf{r})$ компонент. При независимости процессов $I^D(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0)$ и $I^N(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0)$ пространственная корреляционная функция помеховой части выходного эффекта $R_I(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2)$ представима суммой фоновой $R_I^D(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2)$ и шумовой $R_I^N(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2)$ частей.

Результат определения монотонного преобразования от отношения функционалов правдоподобия при наличии и отсутствии объекта в окрестности \mathbf{r}_0 при выполнении условия пространственно-временной узкополосности сигнала многопозиционной системы и симметрии матрицы $\mathbf{R}_u^{-1}(t_1, t_2)$ относительно транспонирования и перестановки координат будет

$$\ln(I) = \frac{1}{4} \int_{DD} \int_{DD} F^0(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0) R_I^{-1}(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2) \operatorname{Re} \int_0^T \int_0^T \mathbf{u}^T(t_1) \times \times \mathbf{R}_u^{-1}(t_1, t_2) \dot{S}_\eta^*(t_2, \gamma, \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_0) dt_1 dt_2 \int_0^T \int_0^T \dot{S}_\eta^T(t_1, \gamma, \mathbf{r}, \mathbf{r}_0) \times \times \mathbf{R}_u^{-1}(t_1, t_2) \dot{S}_\eta(t_2, \gamma, \mathbf{r}_2) dt_1 dt_2 d\mathbf{r} d\mathbf{r}_1 d\mathbf{r}_2 - \int_{DDDD} \int_{DDDD} \frac{F^0(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0)}{16} \times \times F^0(\mathbf{r}', \mathbf{r}_0) R_I^{-1}(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2) \operatorname{Re} \int_0^T \int_0^T \dot{S}_\eta^T(t_1, \gamma, \mathbf{r}, \mathbf{r}_0) \mathbf{R}_u^{-1}(t_1, t_2) \times \times \dot{S}_\eta^*(t_2, \gamma, \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_0) dt_1 dt_2 \int_0^T \int_0^T \dot{S}_\eta^T(t_1, \gamma, \mathbf{r}', \mathbf{r}_0) \mathbf{R}_u^{-1}(t_1, t_2) \times \times \dot{S}_\eta(t_2, \gamma, \mathbf{r}_2, \mathbf{r}_0) dt_1 dt_2 d\mathbf{r} d\mathbf{r}_1 d\mathbf{r}_2 \quad (4)$$

Для использования в обнаружителе последнее уравнение записывается в виде сравнения результата обработки (левая часть) с порогом (правая часть), в котором величина I_0 , определяется из условия обеспечения заданной вероятности ложной тревоги.

Результаты расчетов.

Для статистического исследования обнаружителей при различных алгоритмах совместной обработки было выполнено моделирование процессов формирования, обработки и интерпретации пространственно-временных полей в многопозиционных РСА, [2]. В результате были получены качественные характеристики обнаружения как функции относительного порога. В качестве примера на рис. 1 показаны результаты сравнения качественных характеристик для различных алгоритмов комплексирования в многопозиционных РСА. Сравниваются вероятности ложной тревоги F и правильного обнаружения D для предложенного алгоритма (1) и при обнаружении по результатам взвешенного/невзвешенного сложения модульных радиолокационных изображений в различных бистатических парах (2, 3).

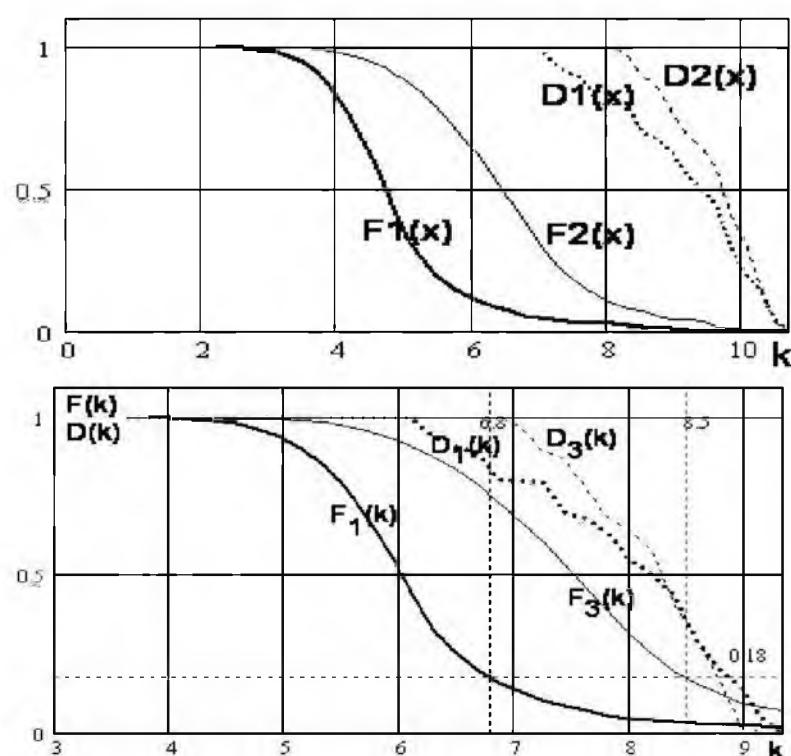


Рис. 1. Характеристики обнаружителей как функции относительного порога k .

Fig. 1. Characteristics of the detectors as function of the relative threshold k

III. Заключение

Использование предложенного алгоритма обнаружения обеспечивает наибольшее отношения сигнал/помеха на результирующем РЛИ и, соответственно, высокие качественные характеристики. Этот алгоритм может быть эффективно использован даже если УЭПР объекта существенно ниже УЭПР подстилающей поверхности.

Учет в алгоритмах совместной обработки априорной информации относительно характеристик отражения от объекта (амплитудных и/или фазовых), поверхности, а также статистических характеристик помех приводит к увеличению отношения сигнал/помеха на выходе устройства совместной обработки.

IV. Список литературы

- [1] Ксендзук А. В. Синтез апертуры с использованием навигационной системы ГЛОНАСС // Зарубежная радиоэлектроника. - Москва, Россия. - Вып. 2, 2003. - с. 44-54.
- [2] Ksendzук A. V. Volosyuk V. K. Sologub N. S. Modelling SAR primary and secondary processing algorithms. Estimating quality of the processing techniques // 5-th European Conference on Synthetic Aperture Radar EUSAR 2004. - Ulm, Germany. - Vol. 2, 2004. - p. 1013-1016.

DETECTION OF SPATIAL ZONES WITH KNOWN SCATTERING CHARACTERISTICS IN MULTIPOSITION SAR

Ksendzук A. V.

Kharkov National Aerospace University "KhAI"
Chkalova str, 17, Kharkov – 31070, Ukraine
Ph.: +38057-7074351, e-mail: ks_alex@ukr.net

Abstract – Algorithm of spatial zones detection with known scattering coefficient in multiposition Synthetic Aperture Radar is proposed and analyzed.

I. Introduction

Detection of the spatial regions with known scattering coefficient (in the narrow sense – detection of the objects) in multiposition SAR must be based on complexation of the information, received in different bistatic pairs [1]. Different complexation algorithms give different signal-to-noise ratio and, therefore different quality characteristics of the detector.

II. Main Part

Let us consider input process in the multiposition SAR as a stochastic vector field with coordinates

$$u_i(t)/a(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0) = \sum_{k=1 \dots Tr} \operatorname{Re} \int_D \dot{F}_{ik}^0(\mathbf{r}) a(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0) \dot{S}_{ik}(t, \mathbf{r}) d\mathbf{r} + \sum_{k=1 \dots Tr} \operatorname{Re} \int_D \dot{F}_{ik}^D(\mathbf{r}) [1 - a(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0)] \dot{S}_{ik}(t, \mathbf{r}) d\mathbf{r} + \sum_{k=1 \dots Tr} n_{ik}(t)$$

During optimal complexation algorithm suppose that scattering coefficient of the surface may be described as follows $\dot{F}(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0) = F^0(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0) \dot{\eta}(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0, \gamma)$. With this condition optimal complexation of the antennas input will be

$$\operatorname{Re} \int_0^T \int_0^T \mathbf{u}^T(t_1) \mathbf{R}_u^{-1}(t_1, t_2) \dot{S}_\eta^*(t_2, \gamma, \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_0) dt_1 dt_2 = \frac{1}{2} \int_D F^0(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0) \times \operatorname{Re} \int_0^T \int_0^T \dot{S}_\eta^T(t_1, \gamma, \mathbf{r}) \mathbf{R}_u^{-1}(t_1, t_2) \dot{S}_\eta^*(t_2, \gamma, \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_0) dt_1 dt_2 d\mathbf{r}$$

matching filtering of the stochastic vector $\mathbf{u}(t)$ with modified reference signal $\dot{S}_{\eta_i}(t, \gamma, \mathbf{r}, \mathbf{r}_0) = \sum_{k=1 \dots Tr} \dot{\eta}_{ik}(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0, \gamma_{ik}) \dot{S}_{ik}(t, \mathbf{r})$.

Optimal multiposition detector will operate due to equation (4) and perform adaptive filtering (decorrelation in the time-space domains), matching filtering, adaptive threshold calculation and comparison of the radar image with this threshold.

Calculation results

Statistical modeling of the radar image shaping and further detection was performed for the stochastic surface [2]. Some results are shown in the Fig. 1 (false alarm F - true detection D) as a function of the relative threshold. Detection algorithm proposed gives quality characteristics better than other complexation-detection algorithms.

III. Conclusion

As was shown during analysis of the different complexation algorithms give different signal-to-noise ratio in the resultant radar image. Algorithm proposed gives the highest SNR and, therefore the best characteristics of the detector.

СПОСОБЫ ПОДАВЛЕНИЯ ОТКЛИКА ОТ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ ДЛЯ ПОДПОВЕРХНОСТНОГО РАДАРА СО СТУПЕНЧАТОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ ЧАСТОТЫ

Зайков Е. А.

Институт прикладной физики

Ул. Академическая, д. 16, Минск – 220072, Беларусь

Тел.: +375-17-284 24 39; e-mail: zaikov@iaph.bas-net.by

Аннотация – Рассмотрены два принципиально отличающихся друг от друга подхода к вычитанию доминирующего отклика от первой границы в задачах подповерхностной радиолокации – метод главных компонент (МГК) и по кадровая обработка на основе вейвлет-преобразования.

I. Введение

Радар со ступенчатой перестройкой частоты (РСПЧ) – это устройство для визуализации непрозрачных сред, основанное на принципе многочастотного зондирования [1]. Поскольку сигналы РСПЧ содержат специфические помехи, наиболее существенной из которых является доминирующий в зондируемом пространстве отклик от первой границы, необходимы специфические методы, ориентированные на выделение полезной части сигнала. Рассмотрены два возможных способа такой обработки, различающиеся как по количеству необходимых для работы данных, так и по математическому подходу к ним.

II. Основная часть

В первом из них используется МГК, когда матрица данных, составленная из всех точек 3-мерного изображения, анализируется с помощью разложения по сингулярным числам (РСЧ). Матрица данных имеет следующую структуру:

$$S = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_k \end{bmatrix}.$$

Каждый из векторов $s_1 \dots s_k$ представляет собой сигнал, снятый над точкой поверхности. РСЧ позволяет представить матрицу S в следующем виде: $S = U\Sigma V^H$, где столбцы матрицы V являются собственными векторами матрицы SS^H , а матрица $\Sigma = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_N)$ содержит соответствующие собственные значения (сингулярные числа). Более подробно процедура МГК описана в [2]. Поскольку поверхность земли представлена самым очевидным горизонтальным компонентом, первая граница определяется наибольшими сингулярными числами и соответствующими им главными компонентами. Наименьшие сингулярные числа могут соответствовать наименее мощным горизонтальным компонентам. Таким образом, МГК позволяет явные операции, направленные на подавление помех: зануление некоторого количества наибольших и наименьших сингулярных чисел. Вычитание первой границы в каждой точке поверхности осуществляется на основании данных, полученных из всех точек, что в значительной степени позволяет показать, в том

числе, и те объекты, которые практически не различены с первой границей по расстоянию, но существенно изменяют ее амплитуду. В этом смысле МГК схож с методом вычитания среднего по поверхности, но дает значительно более качественное изображение. МГК может изменить состав сигнала, исказив, например, некоторые слабые объекты, что может существенно сказаться на последующей обработке (например, на синтезировании апертуры), поэтому желательно искусственно ограничить такое вычитание непосредственной близостью поверхности земли. Кроме того, МГК, естественно, работает тем лучше, чем больше точек поверхности прозондировано, и поэтому такой метод может быть применен далеко не в каждой системе.

Другой возможный подход к вычитанию первой границы – аппроксимировать ее амплитуду и фазу полиномом от частоты [3], но присутствие сильного отражателя, не являющегося откликом от земной поверхности, делает такой прямой подход несостоятельным. Предлагается следующая схема: в дискретном вейвлет-преобразовании занулить все коэффициенты, соответствующие деталям и провести реконструкцию. Полученный сигнал благодаря свойствам вейвлет-преобразования будет содержать только информацию о первой границе и о том, что находится поблизости от нее. Для дальнейшей обработки существенно, чтобы была захвачена первая граница. Затем можно провести аппроксимацию полиномом, но более интересно провести вейвлет-преобразование амплитуды и фазы с вейвлет-функцией, имеющей несколько нулевых моментов. Тогда в коэффициентах, соответствующих аппроксимации, должны содержаться полиномиальные составляющие, подлежащие занулению. При таком подходе нет необходимости в искусственном определении степени полинома в зависимости от неровности границы. Такая дополнительная адаптивная аппроксимация в зоне, содержащей первую границу, часто позволяет выделить ее более четко, не затронув возможно захваченный подповерхностный объект.

Для демонстрации предложенных методик были проведены экспериментальные исследования с использованием щелевых антенн (tapered-slot) типа Вивальди в частотном диапазоне 1.5–6 ГГц.

На рис. 1 показано, как основанная на вейвлетах аппроксимация “смягчила” начальную оценку отклика от поверхности в случае подповерхностного объекта. Сплошная линия здесь – начальная оценка, штрих – она же после дополнительной обработки. Штрихпунктиром показан объект после вычитания отклика.

На рис. 2 показано, как описанные методы влияют на изображение мины на глубине 2 см. при антенной конфигурации 9*13. Во всех экспериментах использовалась вейвлет-функция Добеши с параметром 4.

III. Заключение

Метод главных компонент, несомненно, эффективен, когда его входными данными является большое количество точек по поверхности, в то время как покадровая обработка на основе вейвлет-преобразования инвариантна к числу таких точек. Оба метода сработали эффективно при обнаружении мины на глубине 2 см. при антенной конфигурации 9*13, причем покадровая обработка не уступила в качестве методу главных компонент.

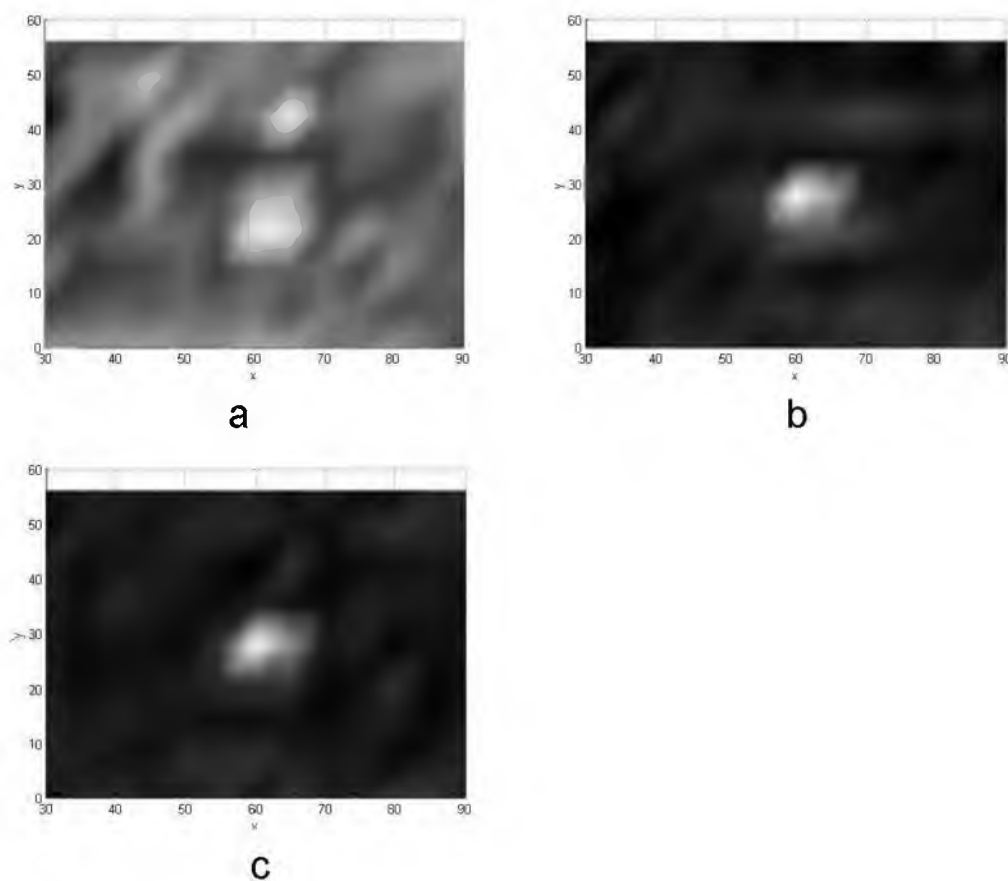


Рис. 2. Противопехотная мина в песке, вид сверху (шаг по x — 5 см., по y — 7 см.): а — без дополнительной обработки, б — после обработки с помощью МГК, с — после обработки на основе вейвлет-преобразования.

Fig. 2. C-scans of antipersonnel mine shallowly buried in sand: a — no clutter deembedding techniques applied, b — after PCA processing, c — after wavelet-based processing

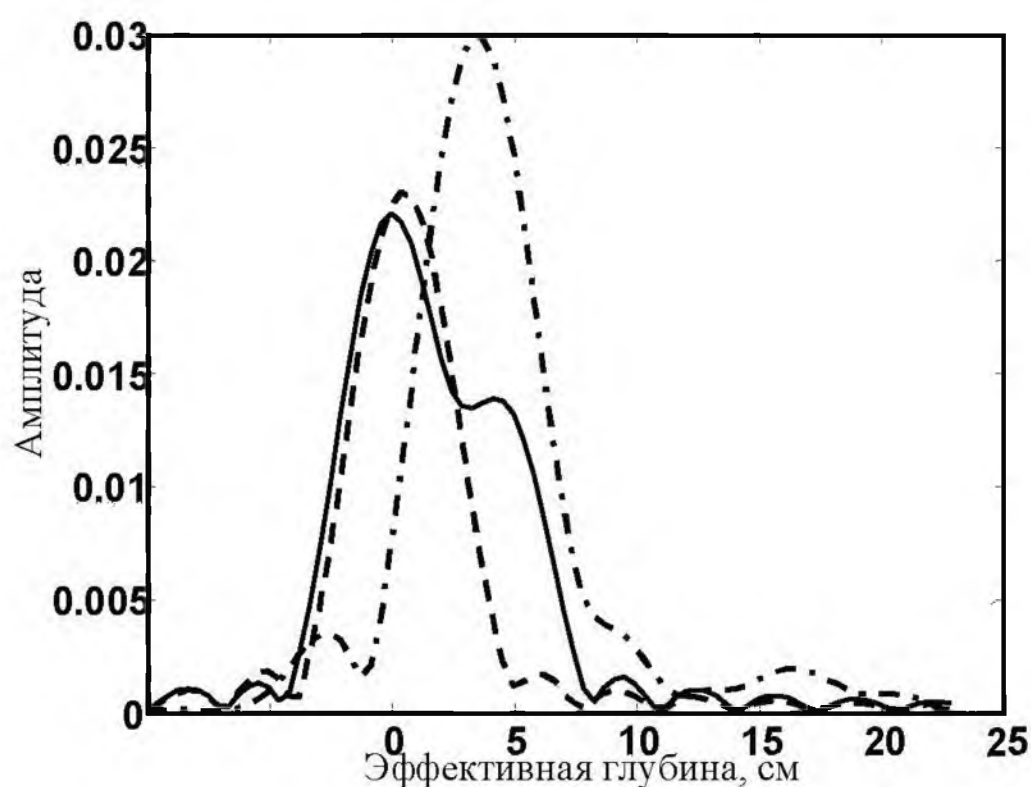


Рис. 1. Противопехотная мина в песке.

Fig. 1. Antipersonnel mine buried in sand

IV. Список литературы

- [1] Михнев В. А., Реконструктивная микроволновая структура многослойных диэлектрических сред, Мн.: «Светоч», 2002.
- [2] B. Karlsen, J. Larsen, K. Jakobsen, H. Sorensen and S. Abrahamson: Antenna characteristics and air-ground interface deembedding methods for stepped-frequency ground penetrating radar measurements. In Proc. of SPIE, Aero-Sense 2000, vol. 4038, April 2000.
- [3] V. A. Mikhnev and P. Vainikainen: Single-reference near-field calibration procedure for step-frequency ground penetrating radar. *IEEE transactions on geoscience and remote sensing*, vol. 41, no. 1, January 2003

GROUND RETURN DEEMBEDDING IN STEPPED-FREQUENCY GROUND PENETRATING RADAR

Zaikov E. A.

Institute of Applied Physics

Akademicheskaya, 16, Minsk - 220072, Belarus

Ph.: +375-17-284 24 39, e-mail: zaikov@iaph.bas-net.by

Abstract — Two different signal processing techniques, namely a principal component analysis (PCA) and wavelet-based scan have been analyzed from the viewpoint of their viability for ground return removal in subsurface sensing.

I. Introduction

Stepped-frequency ground penetrating radar is a promising tool for subsurface sensing, based on principle of multifrequency scanning [1]. Being a subject to clutter which originates mostly from absolute dominance of ground return, ground penetrating radar (GPR) signals require efficient clutter removal procedures. Two techniques, differing in both necessary amount of GPR data and mathematical approach are considered below.

II. Main Part

The first clutter removal technique utilizes the PCA approach when data matrix consists of all the B-scans of the 3-D image. It is analyzed by means of SVD-decomposition [2]. Since the strongest horizontal trend originates from ground bounce, ground interface is closely related to largest singular values and corresponding principal components, while the least significant ones may represent the less evident horizontal trends. Thus, PCA model allows explicit operations targeted at clutter deembedding by eliminating a number of largest and smallest principal components.

The wavelet-based scan by scan processing utilizes property of some wavelet functions to produce a number of vanishing moments. This means, that any polynomial component of order less than the number of vanishing moments in signal would be confined to approximation and therefore may be suppressed by eliminating the approximation coefficients. In literature, ground bounce amplitude and phase in frequency domain are often represented as polynomials of some order [3]. Unfortunately, this approach requires preprocessing. On this stage the area in which ground bounce prevails should be highlighted. This may be done by wavelet transform of GPR signal provided that only approximation coefficients are used in further reconstruction. Besides, the degree of polynomial to be estimated depends on the surface roughness and moisture content in soil. This difficulty is avoided when wavelet transform with the appropriate wavelet function is used to decompose and reconstruct amplitude and phase. Thus, the following algorithm of wavelet-based signal processing instead of polynomial approximation may be used separately for amplitude and phase: discrete wavelet transform, suppressing of approximation, inverse discrete wavelet transform.

In the fig. 1 situation when ground bounce estimate in the case of slightly buried object is softened by wavelet-based polynomial processing is shown. Solid line shows the initial estimate; dashed line is the improved one. The object after improved estimate subtraction is shown by dash-dot line.

C-scans for raw data in the case of 9-by-13 antenna configuration and with proposed methods applied are shown in the fig. 2.

III. Conclusion

PCA technique appears to be very effective for extended processing when big amount of A-scans is available. In turn, wavelet-based scan by scan processing is invariant to number of antennas in the system. Representing inherently different mathematical approaches, both methods proved to perform successfully in the case of 9-by-13 antenna configuration. Besides, for such a configuration wavelet-based scan by scan processing did not lose to the PCA in quality.

ОСОБЕННОСТИ РАДИОЛИНИЙ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

Бобров И. Н., Пызюк Д. Л.

Государственное предприятие «Укркосмос»

03056 г. Киев пр. Победы 37 (корп. 28)

тел.: (044)241-84-72, e-mail: Bobrov@ukrkosmos.kiev.ua, Pizuyk@ukrkosmos.kiev.ua.

Аннотация – Приведены особенности распространения радиоволн миллиметрового диапазона в атмосфере Земли, которые вызывают искажения формы сигналов, рассеяние и поглощение их энергии, из-за чего уменьшается верность передачи сообщений по радиолинии. Получены математические соотношения определяющие уменьшение верности передачи сообщений по таким радиолиниям.

I. Введение

К наиболее важным показателям любой системы связи относятся достоверность и скорость передачи сообщений. Степень соответствия принятых сообщений переданным ограничивают три фактора: помехи, функциональная неидеальность и нестабильность характеристик передающей и приемной частей системы, неидеальность и нестабильность характеристик среды распространения сигналов. В Рекомендации G.821 МККТТ указан довольно жесткий регламент качества передачи сигналов в цифровых каналах связи: $Q_A \geq 90\%$ - процентное количество минут с четырьмя и менее ошибками, $Q_B \geq 99,8\%$ - процентное количество секунд с 64 и менее ошибками и $Q_C \geq 92\%$ - процентное количество секунд без одной ошибки.

II. Основная часть

Специфической особенностью радиолиний миллиметровых волн (ММВ) является то, что среда (тропосфера) в диапазоне ММВ, в отличие от более длинноволновых диапазонов, обладает существенной флуктуирующей частотно, пространственно и время зависимой электрической проводимостью.

Таким образом тропосфера Земли в диапазоне ММВ – это электрически неоднородная, поглощающая, рассеивающая, диспергирующая и шумоизлучающая среда, все перечисленные свойства которой еще и флуктуируют во времени. В связи с этим ММВ при распространении в тропосфере Земли подвержены флуктуирующему рассеиванию своей мощности, частотно зависимому ослаблению, частотнозависимому изменению скорости распространения. Вследствие указанных причин амплитудно-частотный и фазо-частотный спектры (АЧС и ФЧС) сигналов на ММВ в тропосфере существенно искажаются, т.е. существенно искажается форма сигнала и его автокорреляционная функция (АКФ). Эти искажения состоят из детерминированной и флуктуирующей частей. Помимо этого на искаженный флуктуирующий сигнал ММВ накладываются тепловые шумы тропосферы с неоднородной и нестационарной дисперсией.

Из общей теории связи известно то, что при передаче сигналов по неискажающим каналам качество приема на фоне белого шума зависит лишь от вида модуляции, от энергии сигнала, и от спектральной плотности белого шума и совершенно не зависит от априори известной формы передаваемых сигналов.

Иначе обстоит дело при приеме сигналов искаженных либо коррелированным шумом либо средой распространения. В этом случае достоверность приема зависит не только от вида модуляции, от

энергии сигнала и от спектральной плотности белого шума и совершенно не зависит от априори известной формы передаваемых сигналов.

Иначе обстоит дело при приеме сигналов искаженных либо коррелированным шумом либо средой распространения. В этом случае достоверность приема зависит не только от вида модуляции, но и от формы принимаемых сигналов. Эта зависимость верности приема переданных сигналов обусловлена тем, что в приемнике поиск переданного сигнала в принятом сигнале проводится по копии переданного сигнала. Но в принятом сигнале в виде аддитивной составляющей такой сигнал отсутствует. Поэтому верность приема тем меньше, чем больше форма принятого, искаженного средой распространения, сигнала отличается от формы переданного сигнала. Увеличение верности и скорости передачи сигналов в системах связи на ММВ без существенного дополнительного увеличения мощности излучения ныне актуально и может быть осуществлено в результате согласования формы передаваемых сигналов и вида модуляции со средой распространения радиоволн.

В процессе согласования формы передаваемых сигналов со средой распространения радиоволн могут быть, при заданной верности и скорости передачи, учтены ограничения на среднюю или пиковую мощность передатчика.

Для выполнения указанного согласования необходима математическая модель среды распространения радиоволн в полосе частот отведенной для рассматриваемого канала связи. В частности это могут быть комплексные волновые матрицы рассеивания и передачи или импульсная переходная характеристика (импульсный отклик) во временной области или, связанный с ней преобразованием Фурье, комплексный коэффициент передачи, в частотной области.

Физически сущность согласования формы сигнала со средой распространения радиоволн заключается в том, что передаваемый сигнал с оптимальной по принятому критерию [1] формой на входе среды распространения деформируется так, что на другом конце радиолинии на входе приемного устройства сигнал примет форму совпадающую с имеющейся в нем копией переданного сигнала. Тогда устройство, деформирующее передаваемый сигнал на передающей стороне радиолинии является по существу устройством предискажения (УП).

Пусть транспортные свойства среды распространения ММВ в полосе рабочих частот радиолинии от ω_1 до ω_2 характеризуются следующим стационарным комплексным коэффициентом передачи

$$\bar{K}_{c(j\omega)} = K_{c(\omega)} e^{j\varphi_c(\omega)}, \quad (1)$$

где ω – текущая угловая частота, $K_{c(\omega)} = K_{c0(\omega)} + \Delta K_{c(\omega)}$ – модуль (амплитудно-частотная характеристика) комплексного коэффициента передачи среды распространения радиоволн, $K_{c(\omega)}$, $\Delta K_{c(\omega)}$ – среднее значение (математическое ожидание) и случайная медленно изменяющаяся во времени $((\omega_2 - \omega_1) \tau_{kc} \gg 1;$

где τ_{kc} - время корреляции) составляющая $K_{c(\omega)}$ соответственно, $\varphi_c(\omega) = \varphi_{c0}(\omega) + \Delta\varphi_c(\omega)$ - аргумент (фаза-частотная характеристика) комплексного коэффициента передачи среды распространения радиоволн, $\varphi_{c0}(\omega)$, $\Delta\varphi_c(\omega)$ - среднее значение и случайная медленно изменяющаяся во времени составляющая $\varphi_c(\omega)$ соответственно.

Пусть УП состоит из двух устройств; одно из которых с комплексным коэффициентом передачи $K_{\Pi}(j\omega) = K_{\Pi}(\omega)e^{j\varphi_{\Pi}(\omega)}$ предназначено для нейтрализации искажений стационарной, неизменяющейся во времени части $\tilde{K}_c(j\omega)$, а второе - с комплексным коэффициентом передачи $\tilde{K}_{\phi}(j\omega) = K_{\phi}(\omega)e^{j\varphi_{\phi}(\omega)}$ для нейтрализации искажений случайной медленно изменяющейся во времени части $\tilde{K}_c(j\omega)$.

Очевидно то, что форма сигнала на выходе линии связи будет идентична форме передаваемого сигнала только в том случае, если результирующий комплексный коэффициент передачи системы УП и среды распространения радиоволн равен

$$\tilde{K}_{\Sigma}(j\omega) = K_{\Sigma 0} e^{ja\omega}, \quad (2)$$

где $K_{\Sigma 0} = const$, $a = const$, $K_{\Sigma 0} \neq 0$, $a \neq 0$; и не зависят от частоты в интервале $\omega \in [\omega_1, \omega_2]$.

Исходные требования для синтеза устройств УП определяет комплексное уравнение

$$\tilde{K}_c(j\omega)\tilde{K}_{\Pi}(j\omega)\tilde{K}_{\phi}(j\omega) = \tilde{K}_{\Sigma}(j\omega), \quad (3)$$

из которого можно получить следующие два скалярных уравнения отдельно для модулей и аргументов комплексных коэффициентов передачи

$$[K_{c0}(\omega) + \Delta K_c(\omega)]K_{\Pi}(\omega)K_{\phi}(\omega) = K_{\Sigma 0}, \quad (4)$$

$$\varphi_{c0}(\omega) + \Delta\varphi_c(\omega) + \varphi_{\Pi}(\omega) + \varphi_{\phi}(\omega) = a\omega$$

Эти уравнения позволяют сформулировать требования к комплексным коэффициентам передачи устройств УП.

$$K_{\Pi}(\omega) = \frac{K_{\Sigma 0}}{AK_{c0}(\omega)}; \quad A = const, A \neq 0$$

$$\varphi_{\Pi}(\omega) = a\omega - \varphi_c(\omega) \text{ при } \omega \in [\omega_1, \omega_2]$$

$$K_{\phi}(\omega) = \frac{AK_{c0}(\omega)}{K_{c0}(\omega) + \Delta K_c(\omega)}, \quad \varphi_{\phi}(\omega) = \Delta\varphi_c(\omega)$$

Устройство УП с комплексным коэффициентом передачи $\tilde{K}_c(j\omega)$ проводит детерминированное предискажение передаваемых сигналов, учитывающие среднестатистические искажения сигналов в среде распространения радиоволн и является устройством с постоянными параметрами.

Устройство УП с комплексным коэффициентом передачи $\tilde{K}_{\phi}(j\omega)$ проводит предискажение передаваемых сигналов, учитывающее динамические, изменяющиеся во времени под воздействием погодных условий распространения радиоволн и является устройством с переменными адаптирующими параметрами.

Оба устройства, как правило, неминимально фазового типа.

III. Заключение

Уменьшение верности передачи сигналов по радиоканалам ММВ в атмосфере Земли, которое происходит вследствие существенного искажения фор-

мы сигналов из-за поглощения энергии и дисперсии спектральных их составляющих, может быть устранено в значительной степени применением адаптивного предискажения передаваемых сигналов.

Детерминированные предискажения передаваемых сигналов целесообразно проводить на передающем конце радиолинии при помощи устройства с постоянными параметрами и комплексным коэффициентом передачи

$$\tilde{K}_{\Pi}(j\omega) = \frac{K_{\Sigma 0}}{AK_{c0}(\omega)} \exp[a\omega - \varphi_c(\omega)], \omega \in [\omega_1, \omega_2]$$

Адаптивное предискажение передаваемых сигналов, компенсирующее динамические его искажения из-за флюктуационных колебаний комплексного коэффициента передачи среды распространения радиоволн можно проводить на передающем или на приемном концах радиолинии при помощи устройств адаптации с комплексным коэффициентом передачи, управляемым сигналами устройства оценки отклонений комплексного коэффициента передачи канала связи от его детерминированного значения

$$\tilde{K}_{\phi}(\omega) = \frac{AK_{c0}(\omega)}{K_{c0}(\omega) + \Delta K_c(\omega)} e^{j\Delta\varphi_c(\omega)}$$

Таким образом, для компенсации флюктуаций искажений передаваемых сигналов ММВ в атмосфере Земли радиолинию кроме указанных выше двух УП необходимо оснастить устройством оценки изменений комплексного коэффициента передачи среды распространения радиоволн.

IV. Список литературы

- [1] Зюко А. Г. и др. Теория передачи сигналов. - М.: Связь, 1980.-288с.

FEATURES OF MM-BAND RADIO LINKS

Bobrov I. N., Pizyuk D. L.

UKRKOSMOS State Enterprise

Building 28, 37 Prospekt Pobedy, Kyiv, Ukraine

Abstract – Presented in this paper are the features of mm radio wave propagation in the atmosphere that cause waveform distortion, energy dissipation and absorption. Mathematical relations have been obtained defining deterioration in transmission accuracy over such radio links.

The distribution of mm radio waves in the Earth atmosphere is characterized by waveform distortions, signal dispersion and energy absorption, which results in deteriorated transmission accuracy over radio links. Mathematical relations have been obtained defining such deterioration.

Integrity and transfer rate are among the most important parameters of any communications system. The degree of conformity between sent and received messages is limited by the following three factors: interference, functional imperfection and instability of parameters in the transmitter and receiver system units, imperfection and instability of the signal propagation medium.

In physical terms, the basics of matching the waveform with the signal propagation medium look as follows: the transmitted signal having a waveform that is optimal according to the accepted criterion is distorted at the propagation medium input in such a way that at the other end of the radio link, at the receiver device input, the signal would accept the waveform similar to that of a transmitted signal copy available in the receiver.

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОТРАСС ДЛЯ МОБИЛЬНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ ПРИ НАЛИЧИИ ЗАТЕНЕНИЯ, СОЗДАВАЕМОГО ЛЕСОМ

Багдасарян Е. А., Тимофеев В. А.

Ярославский государственный университет им. П. Г. Демидова ЯрГУ

Советская, д.14, Ярославль – 150000, Россия

Тел.: +7(085) 22797770; e-mail: johnnyjohn@mail.ru

Аннотация – В докладе приводится методика расчета напряженности поля за пологом растительного слоя для дуального механизма волнового распространения в случае высоко поднятого передатчика. Проведен сравнительный анализ вклада дифракционной и прошедшей компонент, формирующих поле в точке приема для вертикальной и горизонтальной поляризации излучения. Выполнено сопоставление результатов расчетов с экспериментальными данными для частоты 200 МГц.

I. Введение

Развитие наземных систем связи приводит к необходимости предварительного анализа влияния условий распространения на их функционирование в реальных ситуациях. Часто имеет место затенение приемной антенны растительностью подстилающей поверхности. Это обстоятельство делает актуальной проблему изучения влияния растительной среды на распространение радиоволн. На данный момент существует достаточное количество предположений о преобладающей природе такого взаимодействия, которые различаются диапазонами анализа характеризующих задачу параметров. В случае, когда длина волны превышает по величине элементы растительности (в диапазоне до 1 ГГц), слой леса может быть представлен однородной средой, характеризующейся эффективными значениями диэлектрической и магнитной проницаемости. В работе исследован довольно часто встречающийся на практике случай, когда лесной полог закрывает прямую видимость между высоко поднятой антенной передатчика и мобильным приемником.

II. Основная часть

В рамках рассматриваемой модели [1] поле в точке приема будет результатом сложения волн, образованной дифракцией на кромке леса, и волны прошедшей сквозь лесной полог. Расчет дифракционной составляющей E_d может быть проведен известными методами, например [2]. Прошедшая через лесной слой компонента E_p определяется из геометрии задачи следующим соотношением:

$$E_p = \frac{\sqrt{60 \cdot P \cdot G \cdot F(\theta, \varphi)}}{(r_1 + r_2 + r_3)} \cdot K_{SF} \cdot K_{FS} \cdot K_a \times \exp\{i \cdot k \cdot (n' \cdot r_1 + r_2 + r_3)\} \quad (1)$$

где P - мощность передатчика, G и $F(\theta, \varphi)$ - коэффициент усиления и нормированная диаграмма направленности передающей антенны, $n = n' + i \cdot n''$ - комплексный показатель преломления слоя леса. Коэффициенты K_{SF} , K_{FS} определяют преломление волны на границах раздела лес-воздух и могут быть найдены с помощью формул Френеля, r_1 , r_2 , r_3 - расстояния проходимые волной в свободном пространстве и лесном массиве. Поскольку коэффициент преломления имеет комплексную форму, то множителем K_a в выражении (1) учтено поглощение, испытываемое волной в растительной среде:

$$K_a = \exp(-r_2 \cdot n'' \cdot k) \quad (2)$$

С практической стороны представляет интерес оценка влияния основных параметров задачи на соотношение вклада дифракционной и прошедшей лесной слой составляющих при удалении от границы леса. В УКВ диапазоне волн было исследовано влияние высоты подъема антенны передатчика, протяженности R_f и высоты лесного массива h_f на пространственное распределение напряженности поля. На рис.1 в качестве примера представлены результаты расчетов расстояния от кромки леса R_0 , при котором $E_d = E_p$, в зависимости от высоты леса при различных его протяженностях для частоты 450 МГц и вертикальной поляризации. Как следует из приведенных данных, характер кривой меняется при удалении от источника.

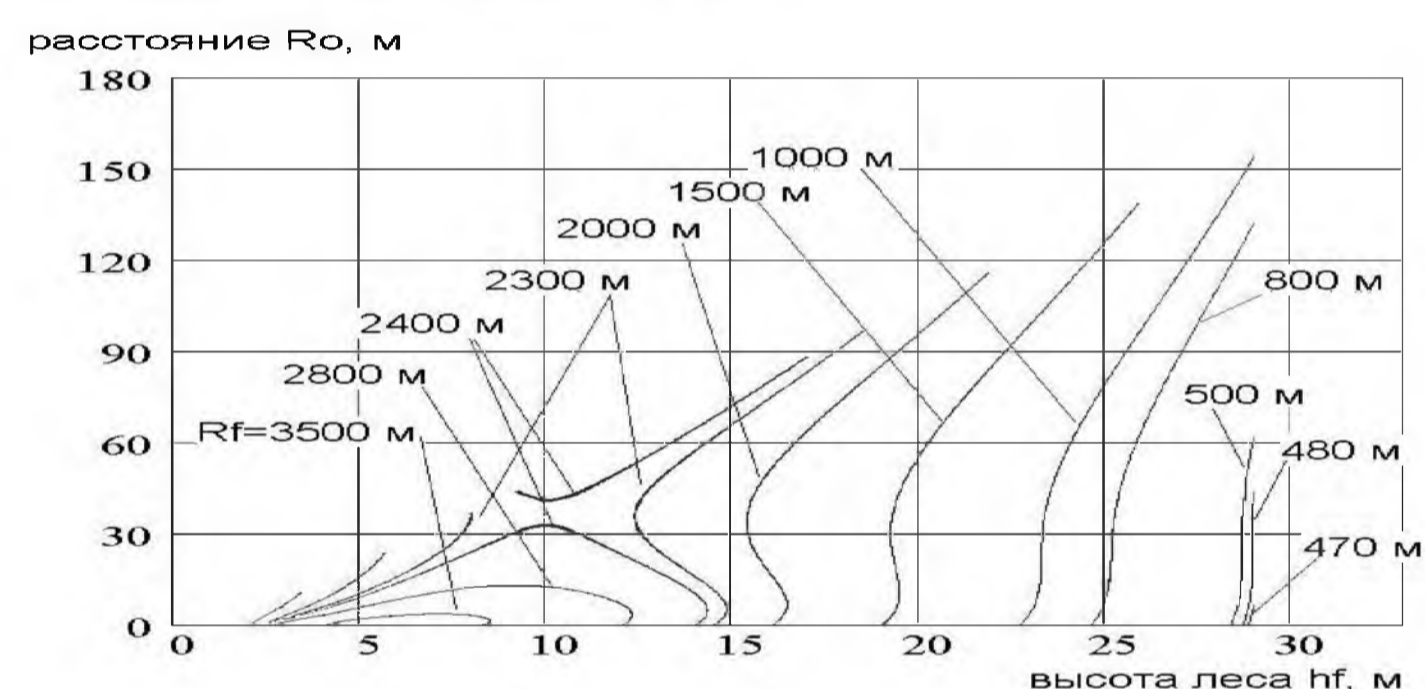


Рис. 1. Зависимость расстояния R_0 от кромки леса при котором $E_d = E_p$ от высоты и протяженности леса на частоте 450 МГц.

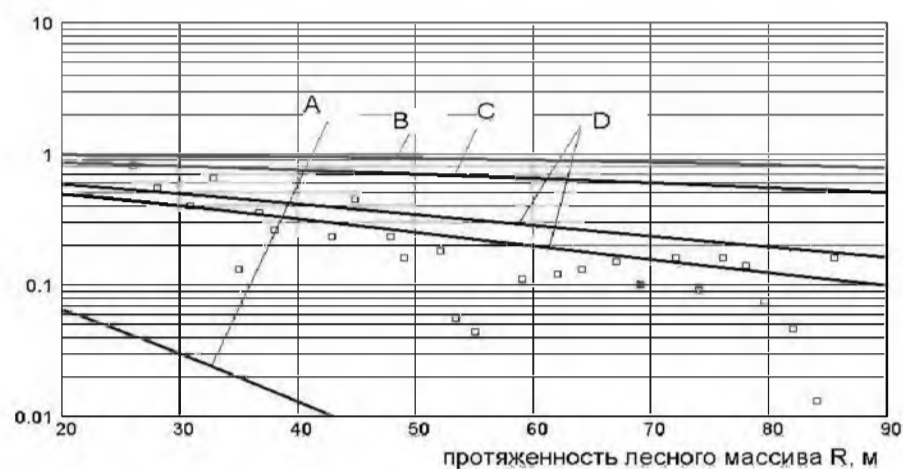
Fig. 1. Distance R_0 from the forest edge where $E_d = E_p$ as a function of forest height and extension at 450 MHz

Результаты можно разделить на три группы данных: первые относятся к случаю достаточно протяженного лесного участка (2800, 3500 м) и графики зависимости имеют как возрастающий, так и убывающий участки а, также могут иметь до двух точек R_0 (например, $R_f = 2800$ м). Кривые, относящиеся ко второй группе данных ($R_f = 1000, 1500, 2000, 2300, 2400$ м), терпят некоторый разрыв и имеют достаточно нелинейный характер, причем здесь точек R_0 может быть несколько. Для коротких расстояний R_f (470, 480, 500, 800 м) зависимость представляет собой непрерывную кривую, которая, в общем, имеет возрастающий характер, а также обладает несколькими точками R_0 .

Для проверки результатов моделирования было проведено сопоставление с экспериментальными данными [3]. В работе описаны результаты исследований по измерению электромагнитного поля на частоте 200 МГц для передатчика, расположенного над пологом леса для ситуации соответствующей рассмотренной математической модели. Прием осуществлялся внутри лесного слоя, что позволило исключить влияние дифракционной компоненты. На рис. 2 и 3 проведено сравнение экспериментальных и теорети-

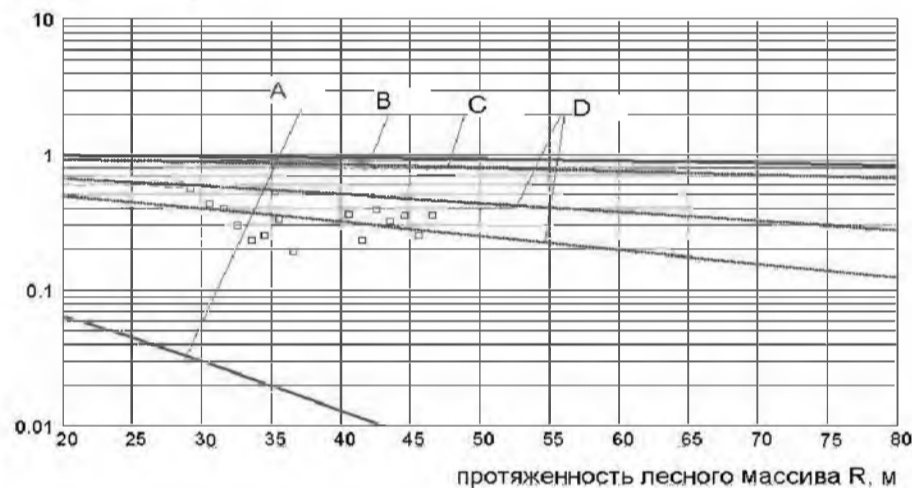
ческих данных в зависимости от удаления от передатчика для вертикальной и горизонтальной поляризаций излучения. Теоретическое моделирование было выполнено на основе данных по ослаблению, полученных из нескольких источников: [4]-С, [3]-А, [5]-В, [6]-D. Видно, что при данных параметрах задачи результаты моделирования на основе [3,4,5] имеют расхождение с экспериментальными, а наиболее близко им соответствуют результаты, полученные с использованием значений ослабления из [6].

уровень поля, отн. ед.



a)

уровень поля, отн. ед.



b)

Рис. 2. Зависимость уровня электрического поля от протяжённости лесного массива для горизонтальной (а) и вертикальной (б) поляризации, рассчитанные для различных коэффициентов ослабления поля.

Fig. 2. Electric field strength as a function of forest extension for vertical (a) and horizontal (b) polarizations, calculated for different field attenuation

III. Заключение

Таким образом, в работе была предложена теоретическая модель для часто встречающегося случая трасс с затенением создаваемым растительностью. Был проведен теоретический анализ влияния параметров задачи на распределение напряженности поля, а также исследовано соотношение вклада дифракционной и прошедшей компонент поля. Сравнительный анализ с экспериментальными данными подтвердил возможность использования предложенного метода для расчета распределения уровня напряженности электромагнитного поля для случая высоко расположенного передатчика.

IV. Список литературы

- [1] Багдасарян Е. А., Тимофеев В. А. Двухкомпонентная модель для анализа напряженности электромагнитного поля за пологом леса. Сборник докладов XI международной научно-технической конференции "Радиолокация, навигация, связь", т.3, Воронеж, 2005, с. 1839-1845.
- [2] Recommendation ITU-R P.526-8. Propagation by diffraction.

- [3] Якубов В. П., Тельпуховский Е. Д., Миронов В. Л., Кашкин В. Б. Векторное радиопросвечивание лесного полога. Радиотехника и электроника, 2002, т.32, № 1, с.75-81.
- [4] Recommendation ITU-R P.833-4. Attenuation in vegetation.
- [5] Чухланцев А. А., Шутко А. М., Головачев С. П. Ослабление электромагнитных волн лесными покровами. Радиотехника и электроника, 2003, т.48, № 11, с.1285-1311.
- [6] Доржиев Б. Ч., Хомяк Е. М. Результаты экспериментальных исследований распространения радиоволн в лесах умеренной зоны. Электросвязь, 1997, № 8, с.23-24.

MODELING OF RADIOPATHS FOR MOBILE COMMUNICATION SYSTEMS IN THE PRESENCE OF SHADING PRODUCED BY FOREST

Bagdasarjan E. A., Timofeev V. A.
Yaroslavl State University

14, Sovetskaya st, Yaroslavl - 150000, Russia
Phone: +7(085) 22797770
E-mail: johnnyjohn@mail.ru

Abstract – The design procedure for of electromagnetic field strength behind the forest canopy layer for dual mechanism of wave propagation in case of radio transmitter installed at a big height is presented. A comparative analysis of contribution of diffraction and refraction electric field components forming the resultant field at a point of reception for vertical and horizontal polarizations is realized. Comparison of experimental and calculated results at 200 MHz frequency is executed.

I. Introduction

Development of cellular communication systems leads to necessity of the preliminary analysis the effect of propagation conditions on the system functioning in real situations. In case when electromagnetic wavelength is bigger than size of elements of the environmental vegetation (within frequency band up to 1 GHz) the forest layer can be considered as a homogeneous environment characterized by effective values of dielectric constant and magnetic permeability. In the paper rather frequently occurring in practice case is examined when forest canopy layer closes the direct visibility between installed at a big height transmitter antenna and mobile receiver.

II. Main part

Within the model considered [1] the field at a point of reception is result of summing waves formed by diffraction on the edge of the forest and of wave passed through the forest canopy layer. The diffracted component of the field E_d could be found by known methods as in [2] for example. The refracted field component E_p could be found according to geometry of a problem (1). The radiowave absorption in the environmental vegetation in (1) is introduced by coefficient K_a . From practical point of view, it is the question of interest to estimate the effects of key parameters of the problem on relationship between contributions of electromagnetic field components diffracted and refracted the forest canopy layer when moving away from the forest edge. The height of a forest h_f is one of these parameters. Fig.1 illustrates calculated dependence of distance where $E_d = E_p$ as function of height of a vegetation height. Fig.2 and Fig.3 show the comparison of calculated and experimental data [3] as a function of distance from transmitter for vertical and horizontal polarization of field.

III. Conclusion

Theoretical model for frequently occurring case of communication with paths shaded by vegetation is proposed. Theoretical analysis of forest's height effect on magnitude of electric field intensity is executed. The contribution of diffraction and refraction field components is estimated. Comparative analysis with experimental data confirms an opportunity of the method proposed for calculation the distribution of electric field intensity for radio transmitter installed at big height.

THE NEAR REAL TIME TERMINAL FOR VLBI RADAR METHOD

Volvach A. E.¹, Tuccari G.², Molotov I. E.³, Strepka I. D.¹

¹SRI "Crimean Astrophysical Observatory", 98409, Nauchny, Ukraine

²Istituto di Radioastronomia, Via P. Gobetti 101, 40129 Bologna, Italy

³Central (Pulkovo) Astronomical Observatory, Pulkovskoe Highway 65/1, St.-Petersburg, 196140, Russia
Tel.: +38 (0654) 237152. E-mail: volvach@crao.crimea.ua

Abstract – Combination of radar and VLBI allowed obtaining the new scientific instrument for measurement of short-periodic variation of planet proper rotation and determination of the Solar system body orbits in the Radio Reference Frame. Radar, spectral lines, low frequency, spacecraft navigation observations could benefit from this inexpensive solution in those stations where large antennas and sensitive receivers are available and where is still missing the possibility to be aligned with standard VLBI terminals, giving then yet the possibility to perform radio astronomy research. The Internet interfaces and software correlator for the near real-time VLBI radar researches were successfully tested. The echo-signals of 50 space debris objects at geostationary, high-elliptical and half-day orbits, Venus and Mars planets were detected.

I. Introduction

The multi-antenna system configuration gives possibility to supplement the classic radar data with precise angular observations using the technique of Very Long Baseline Interferometry [1]. The radar system of Yevpatoria RT-70 at Ukraine provided the sounding of space targets (Earth group planets, near-Earth asteroids and space debris objects) with help of 200 kW transmitter of continuous power at 5010 MHz. The reflected echo-signals were received at Bear Lakes RT-64, Noto RT-32, Urumqi RT-25, Simeiz RT-22 and some time in Torun RT-32, Shanghai RT-25, Kashima RT-34, Svetloe RT-32 and Kalyazin RT-64. At first, the Mk-2 and S2 VLBI terminals were used for recording the echoes (the recorded data were processed by NIRFI-3 Mk-2 correlator in N. Novgorod). Then, new specialized NRTV (near-real-time-VLBI) terminals and correlator were designed in Noto, Italy [2]. The echoes of Mars, Venus and about 50 orbital objects were detected.

II. Equipment

The IF band to be recorded is down-converted using a standard or custom analog base-band converter as available in the radiotelescope. Such down conversion could be possible using a fully digital converter in development and kept available for those stations having no interferometric base-band converter at all. In such case the IF band of interest has to be shifted in the region 80 - 128 MHz, or 128 - 166 MHz, and the portion of band to be acquired is then translated to base band (0 - 48 MHz). Such bandwidth can be decreased so to get: 32 - 16 - 8 - 4 - 2 - 1 - 0.5 - 0.25 - 0.125 MHz.

The narrower the band the less time needed to transfer data through the network, so the real useful band has to be chosen considering the type of observation. For example in case of Radar-VLBI experiments, the Doppler shifted echo carrier reflected by the target body is to be detected, so that a narrow band is particularly efficient. Spectral line emissions observations similarly to the radar ones can benefit by the narrow band selection. In case of continuous emission the wider the band the better the sensitivity, so data transfer takes a longer time due to the network bottleneck.

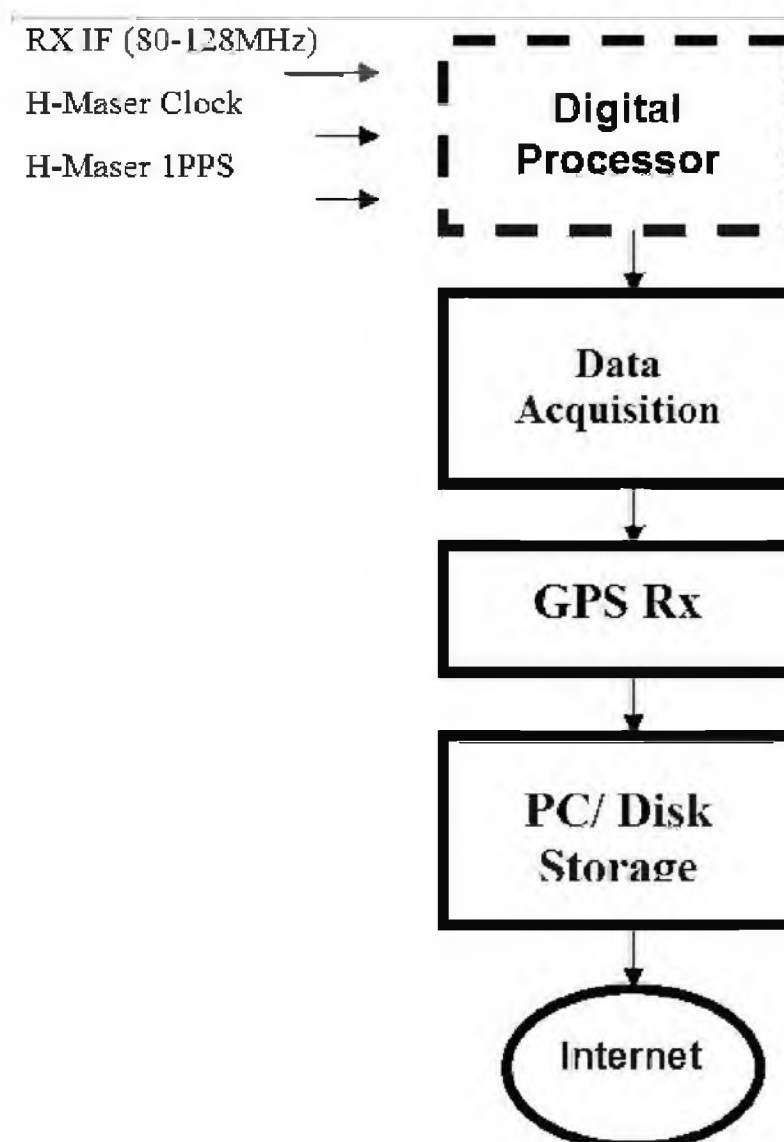


Fig. 1. NearRealTimeVlbi Terminal Functional Diagram

Base band converted bands, both in the analog or in the digital domain are then fed into the NRTV Box (Fig. 1), where they are assembled in a very simple format with 1 or 2-bit representation, and then sent to a PC ATA disk where they are stored. Access to the recorded data can immediately be realized in order to transfer data after writing, in samples for data analysis, or in full for data processing. The control software supports data acquisition by means of manual, time triggered, custom scheduling, or Field System interface. Data sent through the network are collected in a correlation point where a first analysis is done immediately after the observation. This is particularly useful to recognize possible problems in the receiving system or in case of Radar observations, for detecting transmitter failures in the pointing or emitted power. Autocorrelation is then performed with data coming from the different stations. A software system (Fig. 2) is used to perform the correlation process, and this instrument is widely upgradable being done with more PC's working in parallel in a network. Time-sharing is possible processing different slots of recorded time with different computers. This correlator is going to be increased as soon as more machines will be available in the cluster, during their down time.

The NRTV system is expected to be used in conjunction with other systems and correlators in particular for situations when a quick process is worth to be considered.

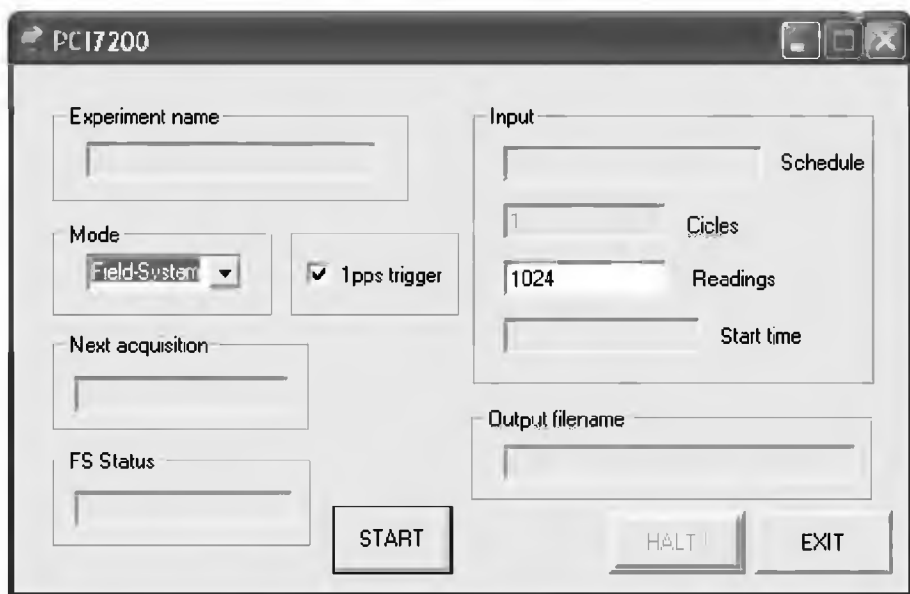


Fig. 2. The software controlling the VLBR acquisition terminal. Manual, dedicated schedule, or Field System control is possible

III. Observations

At present the terminal is placed in Noto (Italy), Bear Lakes (Russia), Urumqi (China), Simeiz (Ukraine), Se-shan (China), Evpatoria (Ukraine). A mixed software/dsp correlator is also in development in Noto, based on a shared computing strategy, allowing to improve auto- and cross-correlation performance adding a number of PC's equipped with a dedicated DSP board to improve the correlation capability. During the VLBR04.1 radar session in June 2004, the VLBI data from Noto, Simeiz and Bear Lakes were successfully translated to Noto and processed for detecting the spectrum of the echo signals [3].

Figure 3 and 4 show the first successful checking of VLBR-interface: auto-correlation spectrum of radar echoes was received in near real-time INTERNET connection and VLBR-interface installation.

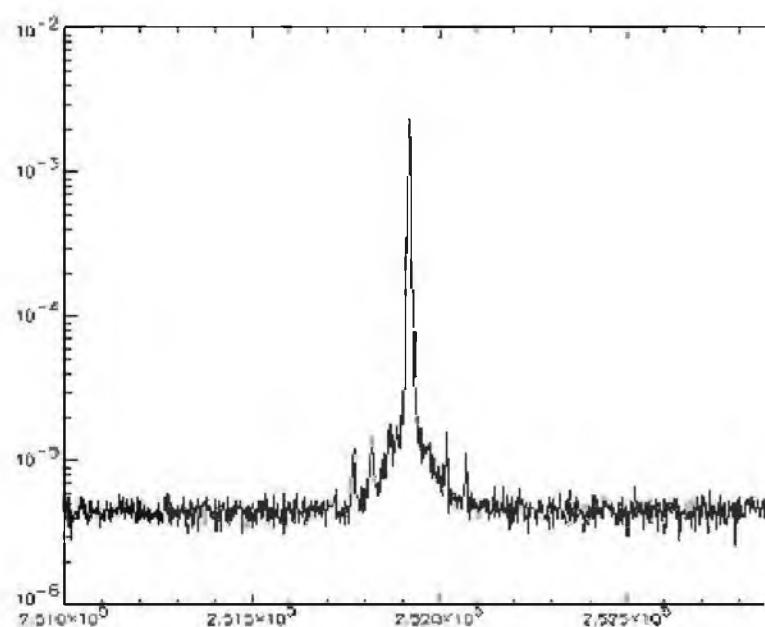


Fig. 3. Echo of Telecom-1C with use of real-time Internet interface. Autocorrelation spectrum of 2 MHz band obtained by near real-time correlator

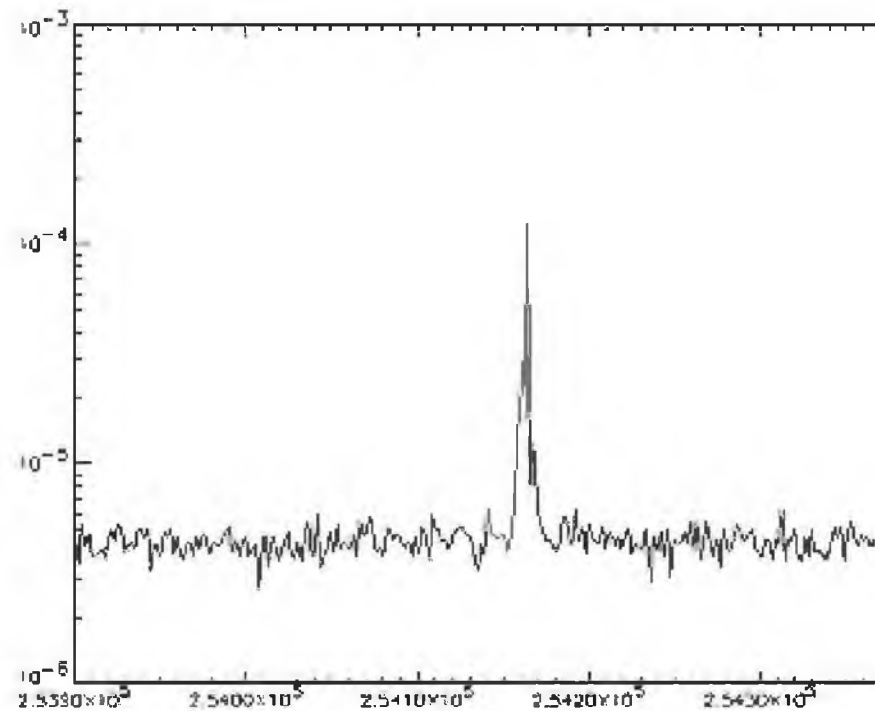


Fig. 4. Echo of Raduga-9 with use of real-time Internet interface. Autocorrelation spectrum of 2 MHz band obtained by near real-time correlator

IV. Conclusions

A narrow band e-VLBI system is in development as a part of VLBI Network activity taking advantages by the relatively small portion of band necessary in a certain class of radioastronomy observations. Data are acquired using a simple dedicate terminal and recorded on disk. The maximum recorded signal band is 48 MHz wide, flexibly scalable up to few kilohertz and then with the concrete possibility to transfer the full amount or portion of it in near real time to a correlation point, using the standard Internet connection, when narrow band acquisitions are appropriate. Radar, spectral lines, low frequency, spacecraft navigation observations could benefit from this inexpensive solution in those stations where large antennas and sensitive receivers are available, and where is still missing the possibility to be aligned with standard VLBI terminals, giving then the possibility to perform radio astronomy research. A mixed software/dsp correlator is also in development in Noto, based on a shared computing strategy, which allows improving auto- and cross-correlation performance adding a number of PC's equipped with a dedicated DSP board to improve the correlation capability.

V. References

- [1] I. Molotov, A. Volvach, A. Konvalenko et al. // Kosmichna Nauka i Technologija. 2004. T.10., N.1, C.1-9.
- [2] I. Molotov, A. Konvalenko, V. Agapov, et al. // Advances in Space Research, Volume 34, Issue 5, 2004, pages 884-891.
- [3] A. Volvach, I. Molotov, G. Tuccari et al. // Abstract book. MAO-2004. July 15-17, 2004, Kiev, Ukraine p. 48.

ОБРАТНЫЕ ЗАДАЧИ ПОДПОВЕРХНОСТНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

Гринёв А. Ю., Гиголо А. И., Чесноков Ю. С.

Московский авиационный институт (государственный технический университет) МАИ

Волоколамское шоссе, д.4, Москва – 125871, Россия

Тел.: +7(095) 1584740, e-mail: antenna@mai.ru

Аннотация – Для повышения достоверности диагностики и идентификации подповерхностных областей и объектов предложен подход по реконструкции их геометрических и электрофизических параметров путем решения обратной задачи рассеяния методом вычислительной диагностики. Представлены результаты численного моделирования основных этапов метода на примере восстановления параметров диэлектрического эллиптического цилиндра.

I. Введение

Традиционные процедуры интерпретации результатов подповерхностного зондирования и идентификации объектов чаще всего возлагаются на оператора, что снижает достоверность интерпретации и оперативность мониторинга, и существенно сдерживает использование радаров подповерхностного зондирования (РПЗ) для решения широкого спектра задач. Существенной спецификой РПЗ является использование сверхширокополосных (СШП) короткоимпульсных сигналов. Исследования по созданию программных технологий, позволяющие производить реконструкцию геометрических и электрофизических параметров подповерхностных областей и объектов, открывают новые возможности по их диагностике [1].

II. Основная часть

Формирование радиоизображения зондируемой подповерхностной области является необходимым начальным этапом процедуры идентификации объектов. Построенное изображение позволяет локализовать неоднородности, находящиеся в исследуемой области, получить необходимую начальную информацию о геометрии объектов, что позволяет подойти к их диагностике – уточнению геометрических и определению электрофизических параметров объекта [2].

Один из возможных подходов является решение нелинейной обратной задачи рассеяния по определению геометрических и электрофизических параметров подповерхностных объектов методом вычислительной диагностики (МВД) [3-5] по результатам зондирования СШП короткоимпульсными сигналами.

Метод, в общем случае, сводится к минимизации сглаживающего функционала, $\Phi_{\alpha}(\mathbf{x}, \mathbf{A}, \mathbf{u}_{\Delta})$, состоящего, в общем случае, из функционала невязки между результатами измерений рассеянного поля и модельной прямой задачей, а также стабилизирующего функционала.

Для решения прямой задачи рассеяния СШП короткоимпульсных сигналов на подповерхностных объектах используется метод конечных разностей во временной области (КРВО) [6]. В своей классической постановке метод КРВО основан на дискретизации уравнений Максвелла, записанных в дифференциальной пространственно-временной формулировке. Сетки для электрического и магнитного полей смещены по отношению друг к другу во времени и пространстве на половину шага дискретизации по каждой из переменных. Конечно-разностные уравнения позволяют определить электрическое и магнитное поля в данный момент времени на основании известных значений полей в предыдущий момент времени.

На рис. 1 отражена динамика рассеяния электромагнитной волны на металлическом цилиндре прямоугольного сечения с размерами 30x10 см в моделируемом пространстве, полученная методом КРВО, в моменты времени 500 dt - а, 600 dt - б и 700 dt - в, которые соответствуют начальному падению волны на объект, промежуточному моменту рассеяния и завершающему этапу дифракции. Зондирование осуществлялось по нормали к границе раздела плоской волной с ТМ поляризацией сигналом Гауссовой формы длительностью $\tau_{\text{И}} = 1$ нс. Цилиндр располагается в среде с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_{\text{С}} = 4$, $\sigma_{\text{С}} = 2$ мСм/м на глубине $h_{\text{Ц}} = 30$ см. Область конечно-разностного моделирования размером $X \times Y = 1,5 \times 1,5$ м разбита на пространственную сетку размером 300x300 ячеек с шагом дискретизации $dx = dy = 5$ мм. Временной шаг дискретизации выбирался из условия Куранта и составил $dt = 0.95 dx / \sqrt{2} c = 11,1$ пс. В качестве граничных условий использовался 8 – клеточный PML.

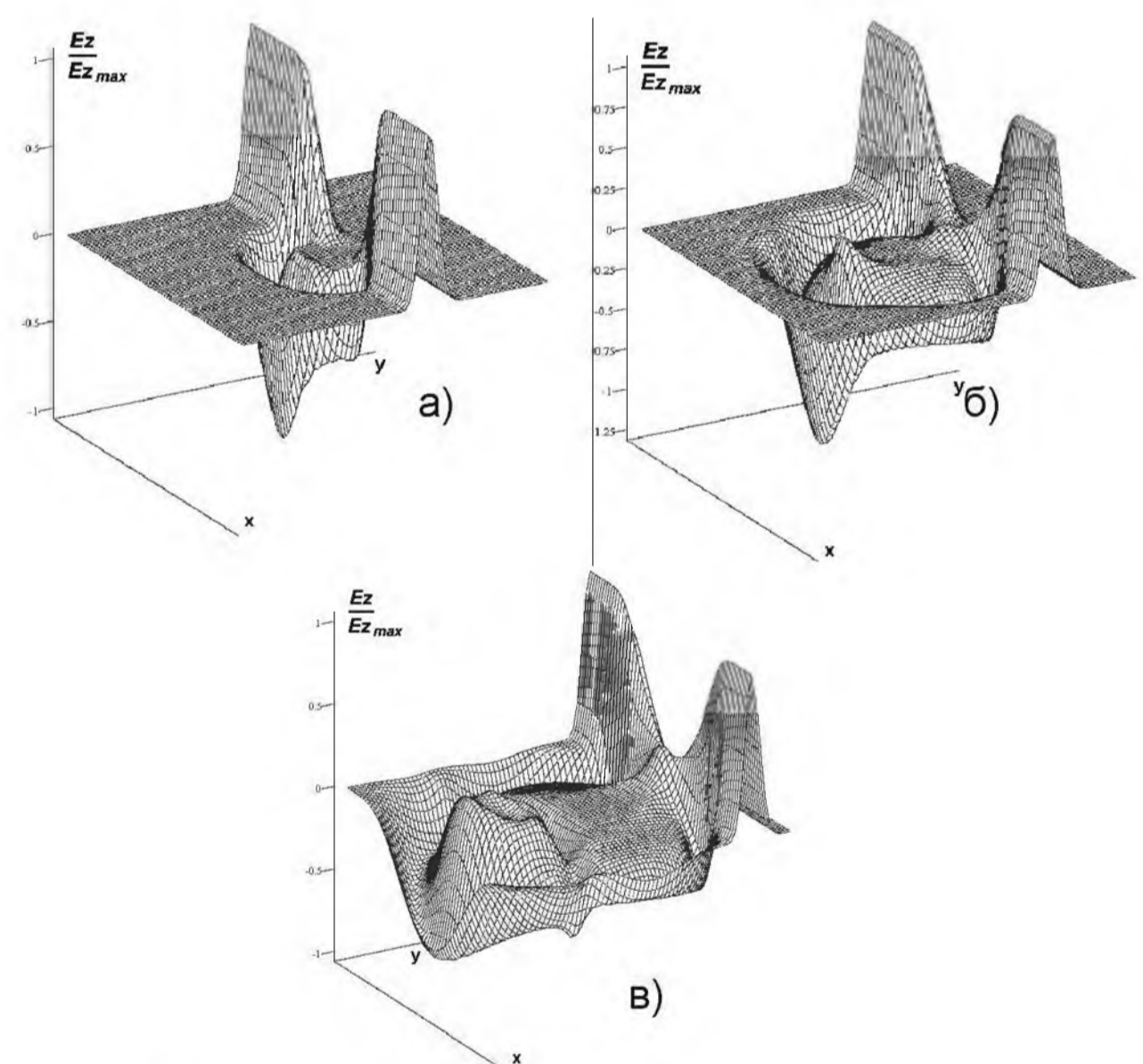


Рис. 1. Динамика рассеяния электромагнитной волны на металлическом цилиндре.

Fig. 1. Dynamics of electromagnetic wave scattering on a metal cylinder

В силу нелинейности обратной задачи и многоэкстремальности полученного функционала для минимизации целесообразно использовать эволюционные генетические алгоритмы (ГА), позволяющие решить проблему ложных локальных решений [7].

Для моделирования процесса реконструкции электрофизических параметров на примере эллиптического цилиндра предварительно методом КРВО формировалась база данных из 400 значений рассеянного поля для различных параметров диэлектри-

ческой проницаемости $\varepsilon_{\Pi} = 1 + 0,5n$ и проводимость цилиндра $\sigma_{\Pi} = 1 + 0,5n$ мСм/м, где $n = 0, 1, \dots, 19$, которое регистрировалось на расстоянии 30 см от границы раздела при $\theta_0 = 0$. Для восстановления использовался частотный функционал $\Phi_k(\mathbf{x}) = \int_{k_1}^{k_2} \{\mathbf{A}(\theta_0, \mathbf{x}) - \mathbf{u}(\theta_0, k)\}^2 dk$, при этом использовалось 12 частот в диапазоне $\Delta F = 0,5-1,5$ ГГц. Для реконструкции параметров в реальном масштабе времени реализована процедура сплайн-аппроксимации базы данных рассеянного поля, позволяющая создать псевдо-непрерывный функционал и исключить необходимость решения прямой задачи при работе ГА. Размер популяции составил 50 особей, длина хромосомы – 8 бит, вероятность скрещивания на каждую особь – 0,9, вероятность мутации на одну хромосому – 0,01.

Проведен анализ устойчивости алгоритма восстановления в присутствии аддитивного нормально-белого шума. На рис. 2 показана зависимость относительного среднеквадратического отклонения восстановленных параметров от отношения сигнал/шум. Видно, что диэлектрическая проницаемость цилиндра ε_{Π} восстанавливается с погрешностью менее 10% при отношении сигнал/шум $S/N = 10$ дБ, а проводимость σ_{Π} с погрешностью менее 20% - при $S/N = 35$ дБ.

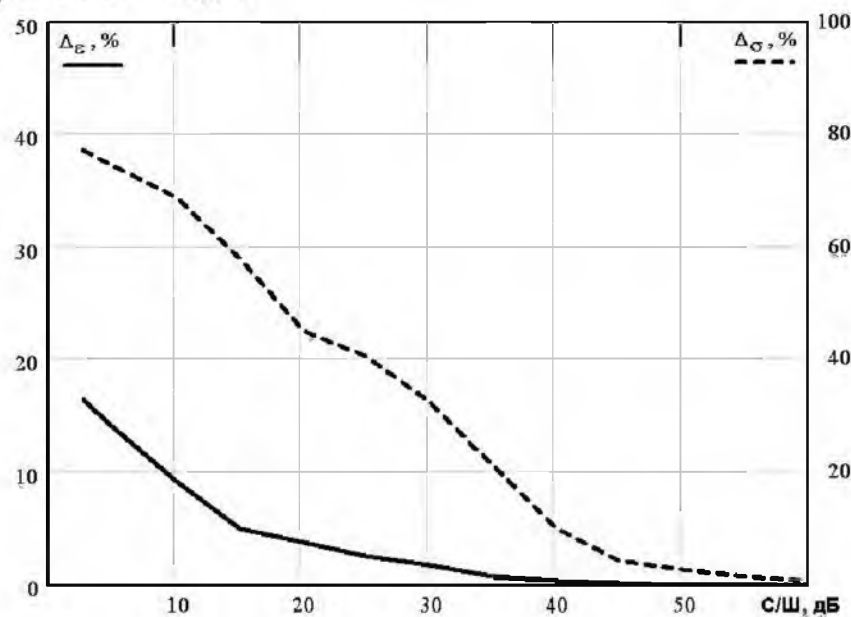


Рис. 2. Зависимость относительного СКО параметров от отношения сигнал/шум.

Fig. 2. Dependence of relative standard parameters deviation on signal-to-noise ratio

III. Заключение

Представляется, что МВД, объединяющий решение прямой задачи методом КРВО и поиск решения на основе генетического алгоритма, является одним из возможных подходов к решению обратных задач по определению геометрических и электрофизических параметров объектов, что позволит повысить достоверность диагностики зондирования в поисковых задачах подповерхностной радиолокации.

IV. Список литературы

[1] *Proceedings 10-th International Conference on Ground Penetrating Radar*. Delft, The Netherlands, 2004, 230 p.

[2] Гринёв А. Ю., Воронин Е. Н., Гиголо А. И., Фадин Д. В. Формирование изображения подповерхностной радиосцены. В книге «Вопросы подповерхностной радиолокации» глава 6, Москва: Радиотехника, 2005.
 [3] Дмитриев В. И. Обратные задачи электромагнитных методов геофизики. В книге Некорректные задачи естествознания, Под ред. А. Н. Тихонова, А. В. Гончарского, М.: Изд. Московского Университета, 1987.
 [4] Гринёв А. Ю., Гиголо А. И. Обратные задачи подповерхностного зондирования. В книге «Вопросы подповерхностной радиолокации» глава 2, Москва: Радиотехника, 2005.
 [5] Grinev A. Yu., Sablin V. N., Chebakov I. A., Gigolo A. I. Inverse Problems of Subsurface Exploration, The 13-th International Symposium on Antennas, 8-10 November 2004, Nice, France.
 [6] Tsvlov A., Hagness S. C. Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method, Boston, London: Artech House, 2000.
 [7] Rahmat-Samii Y., Linden D. S. Electromagnetic Optimization by Genetic Algorithms, Wiley, New York, 1999.

INVERSE PROBLEMS OF SUBSURFACE PROBING

Grinev A. Yu., Gigolo A. I., Chesnokov Yu. S.
 Moscow State Aviation Institute (technical university) MAI
 4, Volokolamskoe shosse, Moscow - 125871, Russia
 Ph.: +7(095) 1584740, e-mail: antenna@mai.ru

Abstract – In order to improve the reliability of identification of subsurface areas and objects the approach of their geometrical and physical properties reconstruction is offered. Presented in this paper are the results of numerical simulation of the basic stages.

I. Introduction

Traditional procedures of interpretation of subsurface exploration results and objects identification are carried out by operator that reduces interpretation reliability and monitoring efficiency, and essentially constrains the use of ground penetrating radars (GPR) for solution of wide spectrum of problems. The researches that permit to carry out reconstruction of geometrical and physical properties of subsurface areas and objects, open new possibilities on their diagnostics.

II. Main Part

One of the possible approaches is solution of nonlinear inverse problem of scattering in order to define geometrical and physical properties of subsurface objects using the method of computing diagnostics (MCD).

The method, generally, is reduced to minimization of flattening functional, which consists of functional of discrepancy between observed data of scattered field and model direct problem, and stabilizing functional.

In order to solve direct problem of UWB shortpulse signals scattering on subsurface objects, the method of finite differences in time domain (FDTD) is used.

III. Conclusion

MCD, that combines solution of direct problem using FDTD method and solution search on the basis of genetic algorithm, is one of the possible approaches for solution of inverse problems on definition of geometrical and physical properties of objects. That will allow to increase the reliability of exploration diagnostics in search problems of subsurface radiolocation.

РАДИОГОЛОГРАФИЧЕСКОЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЕ ВИДЕНИЕ

Артёмов Т. К., Гвоздарёв А. С., Кузнецов Е. А.
 Ярославский государственный университет им. П. Г. Демидова
 Ул. Советская, д.14, Ярославль – 150000, Россия
 Тел.: +7(0852); e-mail: lex_lucus@yahoo.com

Аннотация – Работа посвящена опознаванию и локализации в пространстве объекта, находящегося за оптически непрозрачным препятствием, с применением поляризационной радиоголографии.

I. Введение

При обнаружении людей под завалами, образовавшимися в результате стихийных бедствий, при контроле качества строительных конструкций и сооружений используются методы радиоголографии [1]. Однако проникающие сквозь препятствия электромагнитные волны не позволяют получить хорошего разрешения, и встает проблема опознавания объектов по их изображениям. Для решения данной задачи предлагается использовать информацию, получаемую за счет поляризационных свойств объекта [2]. Доклад посвящен анализу возможностей поляризационной радиоголографии в получении изображений объектов, укрытых оптически непрозрачными препятствиями.

II. Основная часть

Радиоголографическое изображение объекта получается следующим образом. Осуществляется запись голограммы объекта для двух взаимно ортогональных поляризаций, формирующих поляризационный базис. Наложение соответствующих им изображений при восстановлении должно дать требуемое изображение. Предлагается формирование итогового образа усреднением записываемых полей.

Проведено моделирование процесса радиоголографии, как классического, так и с использованием поляризации. Модель включает в себя модель локационной радиоголографической станции, модель препятствия, модель объекта и модель процесса регистрации голограмм и восстановления изображения.

Исследования проводились для объекта, находящегося за оптически непрозрачным препятствием, представляющим собой однородную среду одинаковой толщины с гладкими границами. Препятствие моделировалось как трёхслойная (воздух-среда-воздух) структура с частотно-зависимыми электродинамическими характеристиками. В качестве модели исследуемого объекта была выбрана прямоугольная диэлектрическая пластина. Радиолокационная станция состояла из передатчика и приемника, осуществляющих запись голограмм по опорной волне и полю, рассеянному объектом и препятствием. Восстановление изображения по радиоголограмме осуществляется с помощью компьютера.

Исследовались возможности получения изображений по голограммам, зарегистрированным на ортогональных поляризациях отдельно, а также возможное визуальное улучшение опознавания объектов по сравнению со случаем классической радиоголографии. Для демонстрации возможностей модели были получены изображения следующих объектов:

– прямоугольник, вытянутый в вертикальном направлении (размером $0,2 \times 0,7$ м², рис. 1, а-г);

– прямоугольник, вытянутый в горизонтальном направлении (размером $0,7 \times 0,2$ м², рис. 2, а-г)
 – квадрат (размером $0,5 \times 0,5$ м², рис. 3, а-г)
 Искомые объекты обозначены на рисунках пунктиром. Разрешение в условиях эксперимента по обеим осям составляло 0,3 м.

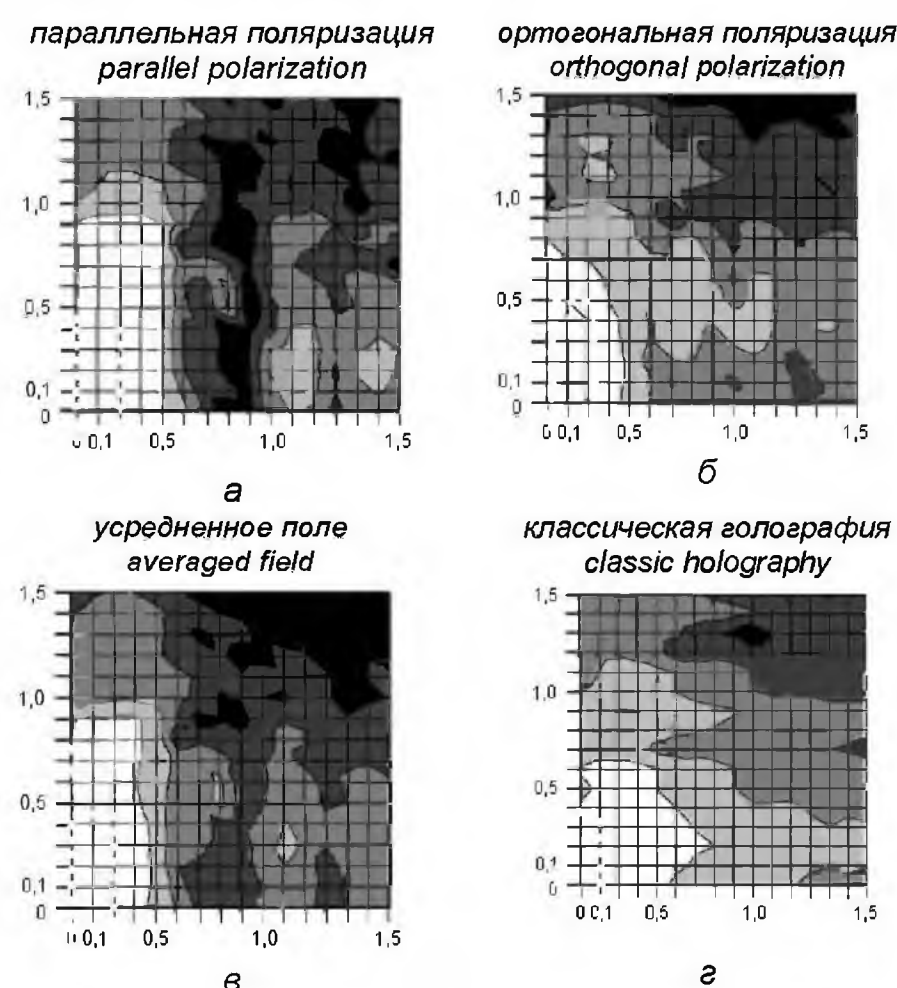


Рис. 1. Изображения пластины размером $0,2 \times 0,7$ м²
 Fig. 1. Images of $0,2 \times 0,7$ m² plate

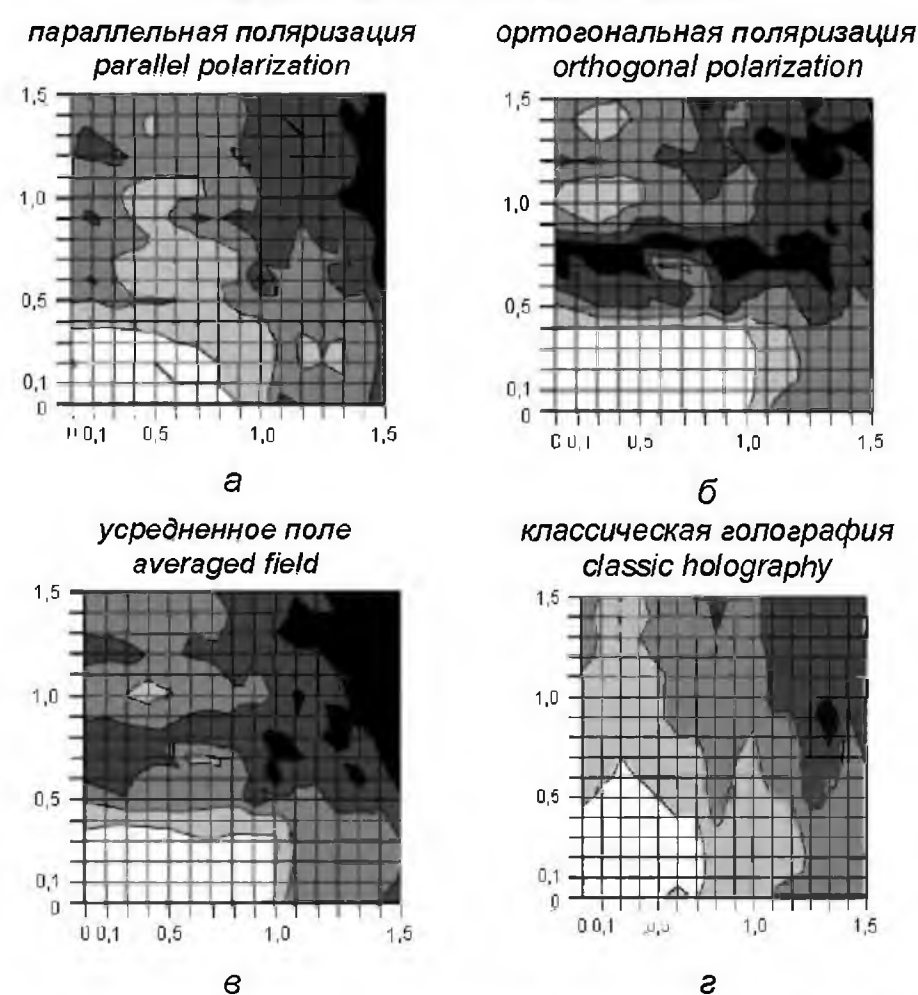


Рис. 2. Изображения пластины размером $0,7 \times 0,2$ м².
 Fig. 2. Images of $0,7 \times 0,2$ m² plate

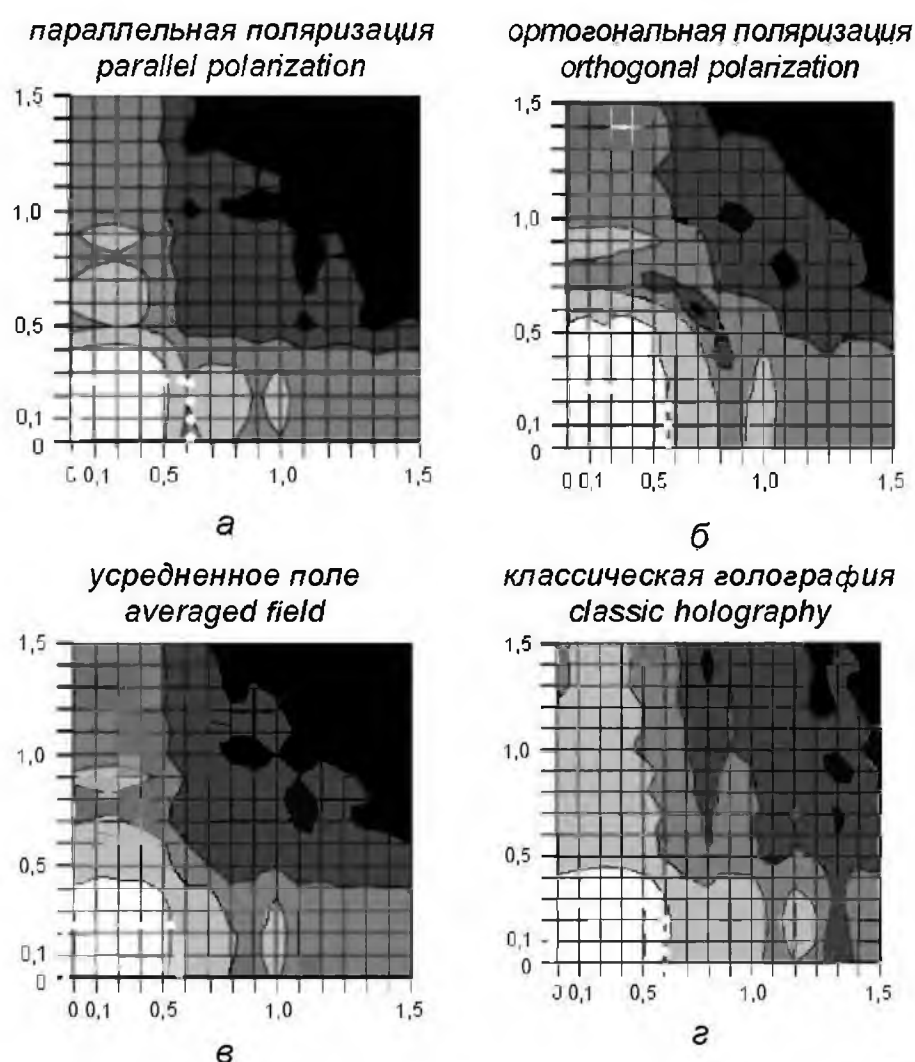


Рис. 3. Изображения пластины размером $0,5 \times 0,5 \text{ м}^2$
 Fig.3. Images of $0,5 \times 0,5 \text{ м}^2$ plate

Из построенных изображений видно, что максимально качественное восстановление может быть получено на ортогональной поляризации для объекта, вытянутого по вертикали (рис. 1 б), и на параллельной поляризации (рис. 2 а) для объекта, вытянутого по горизонтали. Это объясняется тем, что максимальный отклик для вертикально удлиненного объекта получается на ортогональной составляющей излучаемого поля, а для горизонтально удлиненного объекта – на параллельной составляющей. В случае симметричного объекта и ортогональная, и параллельная поляризации должны давать одинаковые отклики, что и наблюдается на рис. 3 а и рис. 3 б. Причиной видимых искажений контуров объекта является влияние импульсной характеристики свободного пространства, для каждой точки имеющей форму пятна приблизительно размерами $0,4 \times 0,4 \text{ м}^2$. Оно сказывается в увеличении размеров восстановленных изображений по сравнению с размерами исходных. Видно, что и в случае низкой разрешающей способности применение усреднения поляризационных радиоголографических изображений позволяет визуально опознать объект с большей вероятностью. Как следствие, метод усреднения даёт более качественное изображение по сравнению с классической радиоголографией.

III. Заключение

Результаты исследований показывают, что предложенное применение радиоголографии на взаимно ортогональных поляризациях и последующее усреднение восстановленных изображений даёт улучшение в опознавании объектов по сравнению с классической радиоголографией.

IV. Список литературы

- [1] Л. Д. Бахрах, А. П. Курочкин Голография в микроволновой технике. – М.: Советское радио, 1979.
- [2] Какичашвили Ш. Д. Поляризационная голография. – Л.: Наука, 1989.

RADIOHOLOGRAPHIC POLARIZED IMAGING

Artyomova T. K., Gvozdaryev A. S., Kuznetsov E. A.
 Yaroslavl State University by P. G. Demidov
 YSU, 14, Sovietskaya, Yaroslavl - 150000, Russia
 phone.: +7(0852) 797770
 e-mail: lex_lucus@yahoo.com

Abstract – The paper is devoted to the identification and localization of target, shielded by the optically opaque media, with the help of polarization radio-holographic imaging.

I. Introduction

The work mainly concerns the problems of localization and identification of the target, concealed behind the optically opaque obstacle, and acquiring additional information by means of radio-holography. This can be used, for instance, in cases of finding people, buried under the ruins or defectoscopy in building constructions.

For acquiring an additional information providing better target classification it is proposed to take into consideration the polarization characteristics of the object.

II. Main Part

The main goal is to test the ability of acquiring images for each of the orthogonal polarizations separately and comparing the visual identification of the polarization and classic radio-holography.

Simulations of both classic and polarization radio-holography is performed to test the abilities of the method proposed. The rectangular dielectric homogeneous plate placed behind the optically opaque wall was chosen as the object of investigation. The obstacle was simulated as the three-layered structure (air-medium-air) with frequency-dependant characteristics.

Three objects are analyzed: the plates with the dimensions of $0,7 \times 0,2 \text{ м}^2$, $0,2 \times 0,7 \text{ м}^2$, $0,5 \times 0,5 \text{ м}^2$. Fig.1a, Fig.2a and Fig.3a show images of the objects, obtained by parallel polarization, figures 1б, 2б, 3б – by orthogonal polarization, figures 1в, 2в, 3в show average polarization images, figures 1г, 2г, 3г – images, obtained by classical radio-holography. The resolution in all cases is about 0,3 м. As the result of computer simulation the radio-holograms recorded for each polarization were reconstructed and the image of the object was compared with object, reconstructed by classical radio-holography scheme. It was found that polarization radio-holography helps to obtain better results compared with classical radio-holography.

III. Conclusion

In conclusion, it was found that polarization radio-holography helps to obtain better results compared with classical radio-holography.

АВТОДИННЫЕ МИНИРАДАРЫ КВЧ ДИАПАЗОНА

Воторопин С. Д.*, Носков В. Я.**

*ОАО "НИИПП"

г. Томск, Россия

**ГПУ

г. Екатеринбург, Россия

e-mail: votoropin@mail.tomsknet.ru

Аннотация – В последние годы наметилась тенденция к созданию малогабаритных радиолокаторов Миллиметрового диапазона длин волн, что связано с успехами в области твердотельной электроники КВЧ и потребностью улучшения тактико-технических характеристик мини-радаров. В данном сообщении представлены результаты автодинного построения приёмопередатчика мм диапазона длин волн с различными видами модуляции и рассмотрены устройства обработки принятых сигналов.

I. Введение

Автодинное построение приемопередающего модуля минирадаров обеспечивает простейшую конструкцию КВЧ-узла [1, 2] и поэтому является наиболее предпочтительным при создании малогабаритных, радаров как гражданского, так и военного назначения. Простота конструкции достигается благодаря тому, что в одном элементе – автогенераторе КВЧ колебаний - одновременно совмещаются функции собственно генератора электромагнитных волн, излучаемых в направлении движущейся цели, усилителя и детектора отраженного излучения. Нелинейность активного элемента генератора, использующаяся при этом как минимум, дважды, позволяет без развязывающих и дополнительных устройств, а часто и без ряда функциональных узлов схемы обработки сигнала, выделить полезный сигнал. С помощью этого сигнала можно получить простыми средствами конечный результат, например, обнаружение движущихся объектов в контролируемом пространстве, определение скорости, пройденного пути, направления движения цели и т.п. [3-5].

II. Основная часть

Конструктивно КВЧ-узел автодинных радиолокаторов представляет собой генератор, например, на диоде Ганна, сопряженный с приемопередающей антенной. Полезный сигнал регистрируется преимущественно в цепи питания генератора с помощью специальных схем регистрации [6,7], в некоторых случаях – с помощью детекторных диодов, помещенных вместе с активным элементом (АЭ) в генераторную камеру или в отдельную детекторную секцию, связанную с генераторной камерой через ответвитель [8-10].

Принцип действия автодинного радиолокатора основан на использовании изменений амплитуды и частоты автоколебаний генератора при воздействии на него запаздывающего когерентного отраженного излучения, а также автодетекторного эффекта, заключающегося в зависимости постоянной составляющей тока АЭ (или напряжения) от амплитуды и частоты колебаний, что обуславливает автосмещение рабочей точки генератора.

Автодинные системы с непрерывным режимом немодулированного излучения [11,12], как и системы с гомодинным построением приемопередатчика, не обеспечивают селекцию цели по дальности, что снижает их помехоустойчивость. Более широкими функ-

циональными возможностями и лучшими характеристиками обладают автодинные РЛС с различными видами модуляции, из которых наиболее распространёнными являются частотная (ЧМ) и импульсная (ИМ) [8, 12, 13].

При ЧМ автодинного генератора полезному сигналу неизбежно сопутствует паразитная амплитудная модуляция (ПАМ) значительного уровня, полностью избавиться от которой весьма сложно. Этим эффектом резко ограничена дальность действия автодинных РЛС при определении расстояния до неподвижных объектов. В случае движущегося объекта полезный сигнал отстоит от гармоник модуляции на частоту Доплера, что значительно облегчает его выделение к накладывает меньше ограничений на уровень ПАМ. Примером практической реализации метода с ЧМ является система, описанная в [14], которая может работать в режимах с грубой и точной разрешающей способностью по дальности и обеспечивает определение расстояния и относительной скорости, а также направления движения обнаруживаемого объекта.

Другой разновидностью автодинных РЛС с ЧМ является многочастотная система, в основу принципа действия которой положен известный фазовый доплеровский метод измерения дальности с применением прямоугольного закона модуляции (манипуляции) частоты автодинного генератора. Описанная в [14] РЛС обеспечивает возможность идентифицировать отражающий объект по ряду признаков: размеру, скорости движения, пройденному пути, направлению движения и дальности до объекта. Аналогичный принцип радиолокации использован при реализации датчика для автономной системы управления грузовым парашютом [15]. Недостаток многочастотных РЛС является их низкая устойчивость к воздействию пассивных помех от подстилающей поверхности, поэтому для решения обсуждаемой задачи этот метод не приемлем.

Для решения широкого круга радиолокационных задач наиболее предпочтительной является импульсная модуляция излучение автодина [16]. ИМ позволяет, по сравнению с непрерывным излучением, на несколько порядков снизить энергопотребление системы, улучшить ряд характеристик, а также существенно расширить функциональные возможности РЛС. В зависимости от условий формирования излучаемых радиоимпульсов и приема отраженного излучения, а также способа обработки полезного сигнала, можно выделить три основных режима работы автодина: квазинепрерывный, некогерентный (сверхрегенеративный) и когерентно-импульсный

Квазинепрерывный режим автодина с импульсным излучением осуществляется при условии, когда время τ распространения электромагнитной (ЭМ) волны до отражающего объекта и обратно меньше длительности генерируемого радиоимпульса t_i [16]. В этом случае отраженное излучение, когерентное

генерируемому внутри каждого радиоимпульса, вызывает изменение амплитуды и частоты автоколебаний, а также автосмещения через время t после начала формирования радиоимпульса. При условии $t > t_i$ излучаемый и отраженный радиоимпульсы не перекрываются и автодинный сигнал отсутствует. Это позволяет формировать дальнюю границу зоны обнаружения по расстоянию R , что дает возможность регистрировать появление движущихся объектов в контролируемой зоне от $R = 0$ до $R = ct_i/2$, а также измерить скорость движения и дальность до одиночной цели [3,17]. Формирование ближней границы можно осуществить посредством временного стробирования сигналов схемой выборки-хранения и их последующего вычитания дифференциальным усилителем [10]. Недостатком использования квазинепрерывного режима в РЛС является низкая устойчивость к воздействию пассивных помех и помех от подстилающей поверхности, находящихся в ближней зоне.

Для решения задачи обнаружения движущихся объектов с одновременной селекцией их по дальности и скорости более предпочтительными являются режимы некогерентный (сверхрегенеративный) и когерентно-импульсный. Данные режимы автодинных РЛС в литературе рассмотрены весьма слабо, поэтому в докладе представлены результаты некоторых исследований, нацеленных на определение потенциальных возможностей автодинных генераторов на современных полупроводниковых приборах, и поиск оптимальных схем построения минирадаров, использующих эти режимы.

III. Заключение

Наиболее предпочтительными АЭ для автодинных РЛС являются диоды Ганна, превосходящие другие типы элементов по основным энергетическим характеристикам, а также электрической прочности, надёжности, стабильности и не требуют высоких значений питающих напряжений. В коротковолновой части ММ диапазона диоды Ганна из InP имеют значительно лучшие параметры, чем GaAs приборы, а разработка устройств с высокоэффективным генератором на слаботочных диодах Ганна [1] может обеспечить превосходные характеристики минирадаров.

IV. Литература

1. С. Д. Воторопин, В. Я. Носков. Приемопередающие модули на слаботочных диодах Ганна для автодинных систем // Электронная техника. сер. СВЧ-техника. – 1993. – вып. 4 (458). – С. 70-72.
2. С. Д. Воторопин, В. Я. Носков. Автодинные ГИС на основе многослойных планарных диодах Ганна. "CriMiCo-2004". Труды конференции. – Севастополь: сентябрь 2004 г. С. 124-127.
3. В. Т. Бузыкин, С. Д. Воторопин, В. Я. Носков, Б. А. Наливайко. Состояние и перспективы развития автодинных и сверхрегенеративных систем ближней радиолокации на полупроводниковых приборах // X-й межотраслевой семинар по твердотельным СВЧ генераторам. Материалы семинара – Киев: "Орион". – 1988. – С. 34-37.
4. В. Т. Бузыкин, В. Я. Носков. Автодины. Области применения и перспективы развития // Радиотехнические системы миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов волн. - Харьков: Ин-т радиофизики и электрон. АН Украины. - 1991. - С. 38-47.
5. С. Д. Воторопин, В. И. Юрченко. Автодины на диодах Ганна и устройства на их основе // Электронная промышленность. – 1998. – вып. 1-2. – С. 110-115.

6. Авт. св. № 249130 СССР, МКИ G01S 13/02, 13/56; P03B 9/12 Радиолокационное устройство СВЧ / В. Т. Бузыкин, С. Д. Воторопин, В. Я. Носков, Б. А. Наливайко (СССР). – 3138664/09; Заявлено 31.03.86; Запат. 02.02.87. – 4 с.: ил.1.
7. С. Д. Воторопин, В. Я. Носков. Способы детектирования автодинного сигнала в КВЧ генераторах на полупроводниковых диодах. Электронная промышленность. Вып. 1, 2002г. – С. 146-149.
8. Авт. св. №1570502 СССР, МКИ G01S 13/52. Автодинный радиолокатор / В. Т. Бузыкин, С. Д. Воторопин, Ю. Л. Красильников, В. Я. Носков (СССР). – 4460859/24-09; Заявлено 15.07.88; Запат. 15.02.90. – 2 с.: ил.1.
9. С. Д. Воторопин, В. Я. Носков. Анализ способов регистрации автодинного сигнала. XI-я Международная Крымская Микроволновая Конференция "CriMiCo-2003". Труды конференции. – Севастополь: сентябрь 2003 г.
10. Авт. св. № 1566941 СССР, МКИ G01S 13/02. Радиолокационное устройство / В. Т. Бузыкин, С. Д. Воторопин, А. Ю. Клюев, Н. Я. Носков (СССР). – 4420530/24-09; Заявлено 26.11.87; Запат. 15.10.90. БИ №38. – 5 с.: ил.2.
11. Авт. св. 1639265 СССР, МКИ G01S 13/50. Радиолокационное устройство / В. Т. Бузыкин, С. Д. Воторопин, Ю. Л. Красильников, В. Я. Носков (СССР). – 4482610/09; Заявлено 15.07.88; Запат. 04.12.90. – 3 с.: ил. 1.
12. V. T. Buzykin, S. D. Votoropin, V. Y. Noskov/ Microstrip autodyne FM module with a wavelength of 8 mm // Physics and Engineering of Millimeter and Submillimeter Waves. Kharkov, Ukraine: IRE NASU/ - 1994. – v.4. – P.702-703.
13. С. М. Смольский, С. Д. Воторопин и др. Автодинные ЧМ-локаторы КВЧ диапазона с непрерывным излучением для задач обнаружения, измерения и управления. ТКЭА, вып.1, 2005, стр. 7-13.
14. Brown R., Monds F. S., Steward A. C. Short range solid state duplex radar // Proc. 6 th Collog. Microwave Commun., Budapest. – 1978. – 1.- 1.6.35/1 – 1.6.35/4.
15. В. Я. Носков. Радиолокационный датчик для автономной системы управления грузовым парашютом // Радиотехнические системы (навигации, связи), средства измерений и новые информационные технологии: Тез. докл. - Красноярск. - Ч.2. - 1992. -С.56-57.
16. С. Д. Воторопин, Носков В. Я. Анализ режимов работы автодинных ГИС КВЧ на мезапланарных микромошных диодах Ганна. Изв. Вузов. Физика. – Томск – 2002. – С. 88-96.
17. С. Д. Воторопин, В. Я. Носков. Сигналы автодинов КВЧ диапазона длин волн при контроле параметров подвижных объектов // Изв. ВУЗов. – Томск. – 2000 вып.7. – С. 54-60.

AUTODYNE MINI-RADARS OF THE MILLIMETER RANGE

Votoropin S. D. *, Noskov V. Ya.**

*NIIPP

Tomsk, Russia

**SPU, Ekaterinburg, Russia

Last years the tendency to creation of small-sized millimeter range radar can be stated that is connected to successes in the field of MM waves solid-state electronics and a requirement of the mini-radar characteristics improvement. In the given message results of autodyne structure of the MM transceiver with various kinds of modulation are submitted and devices for processing of the accepted signals are considered.

The most preferable active element for autodyne radar are Gunn diodes surpassing other types of active elements under the basic power characteristics, and also under electric durability, reliability, stability and do not demand high values of supply voltage. In a short-wave part of a MM range InP Gunn diodes have considerably best parameters, than GaAs devices, and development of devices with the highly effective oscillator on low-current Gunn diodes [1] can provide excellent mini-radar characteristics.

УНИВЕРСАЛЬНЫЙ РАДИОТРАКТ ПУНКТА ПРИЕМА ИНФОРМАЦИИ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ С ИСЗ

Ефимов А. Г.
ГУП НПЦ «СПУРТ»

Москва, Россия

Тел. 532-00-29, e-mail: radiomtu@mail.ru

Панин В. Ф.

ФГУП НПП «ОПТЭК»

Москва, Россия

Тел. 537-29-05, e-mail: paninv@rambler.ru

Лось В. О.

НПЦ «ЭЛСОВ»

Москва, Россия

Тел. 534-52-02, e-mail: los@elsov.ru

Аннотация – Приведены результаты разработки универсальной приемной аппаратуры спутниковой информации с различных ИСЗ дистанционного зондирования Земли. Даны оценки перспективных схемотехнических решений для приема информации с различных ИСЗ с использованием современной элементной базы.

I. Введение

Повышение числа систем дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) обусловлено повышением интереса к вопросам экологии и сбора данных о Земле, получаемых датчиками различного типа. Большинство спутников ДЗЗ являются низкоорбитальными, что делает антенно-поворотные устройства достаточно сложными и дорогими. Становится актуальным вопрос приема на одну антенную систему сигналов не только различных частотных диапазонов, но и использования существующих следящих антенных систем для приема новых типов ИСЗ. В рамках данного проекта были проработаны технические решения, позволяющие использовать станцию приема с ИСЗ «Метеор-3М» для приема информации со спутников RADARSAT-1 и LANDSAT-7.

II. Основная часть

В ходе эксплуатации разработанного ранее приемного комплекса были выявлены ряд недостатков [1]. Использованный ранее маломощный приемный конвертор, разработки ООО «Радис» имеет тенденцию к самовозбуждению при пониженной температуре окружающей среды. Был разработан и изготовлен маломощный конвертор с другой частотой гетеродина, что потребовало изменения номинала промежуточной частоты. Требования к фазовым шумам гетеродина определялись необходимостью работы приемного тракта с различными и новыми типами ИСЗ. При этом следует отметить, что в следствии относительно большого доплеровского сдвига по несущей частоте (сотни килоггерц), есть возможность снизить требования к стабильности частоты гетеродина. Кроме того, была выбрана схема демодуляции на промежуточной частоте, отказавшись от одного преобразования сигнала, что позволило расширить полосу радиотракта, упростить схему и снизить себестоимость изготовления демодулятора. При этом, с увеличением интегральной мощности шума, повышается требуемая линейность радио тракта. Однако распределение усиления между промежуточными частотами позволяет обойти данную проблему. Опытная эксплуатация разработанного при-

емного комплекса показала правильность выбранных технических решений при приеме сигналов с доплеровским смещением частоты и изменении уровня сигналов от сеанса к сеансу. Данный демодулятор обеспечивает прием сигнала с двухпозиционной и различными видами четырехпозиционной фазовой модуляции. Имеется стандартный набор тактовых частот для существующих ИСЗ, например, 15,36 МГц с двухпозиционной модуляцией для ИСЗ «Метеор-3М». Изменение тактовой частоты обеспечивается путем перестройки ее синтезатора. Рабочая несущая частота 8192 МГц также имеет возможность перестройки с шагом 1 КГц путем применения синтезатора прямого синтеза, обеспечивая при этом заданный уровень фазового шума. Однако заказчик приемного комплекса принял решение использовать информацию с ИСЗ RADARSAT-1 и LANDSAT-7 с аппаратурой восстановления кадра зарубежного поставщика. Данная аппаратура предполагает использование демодуляторов с фиксированной промежуточной частотой 720 МГц. Известны универсальные конверторы с перестраиваемыми гетеродинами, стоимость и сроки поставки заставили отказаться от такого выбора. Приоритет был отдан сохранению канала приема информации с ИСЗ «Метеор-3М» с наращиванием возможностей приема. Поставленная задача была решена с помощью разработанного блока преобразователя частоты, который выполняет следующие функции:

- преобразование сигнала произвольной промежуточной частоты в частоту 720 МГц;
- дополнительное усиление сигнала промежуточной частоты ИСЗ «Метеор-3М»;
- контроль уровня принимаемого сигнала;
- питание маломощного конвертора с индикацией тока потребления.

Контрольный выход позволяет контролировать форму спектра принимаемого сигнала и окружающую электро-магнитную обстановку.

Встроенный программируемый аттенюатор позволяет задавать усиление радиотракта для конкретного ИСЗ с различным уровнем сигнала, что не позволяет перегружать демодулятор входным сигналом. Внешнее управление синтезатором позволяет задавать новые частоты прима без переделки радиотракта.

Дальнейшим направлением работ является создание универсального приемника-демодулятора для приема сигналов на любой частоте выбранного диапазона с различным типом модуляции и использованием помехоустойчивого кодирования.

III. Заключение

Выбранный подход позволил использовать действующий радиотракт для приема сигналов с дополнительных ИСЗ с использованием готовых демодуляторов.

IV. Список литературы

- [1] Ефимов А. Г., Панин В. Ф., Лось В. О. Аппаратура приема информации дистанционного зондирования Земли с ИСЗ «Метеор-ЗМ». В кн.: 13-я Международная Крымская конференция «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо 2003) Материалы конференции. [Севастополь, 8-12 сентября 2003г.]. – Севастополь: Вебер, 2003, с.748-740. ISBN 966-7968-26-X.
- [2] Окунев Ю. Б. Цифровая передача информации фазоманипулированными сигналами. М: Радио и связь 1991
- [3] Прокис Дж. Цифровая связь М: Радио и связь 2000

UNIVERSAL RADIO APPARATUS OF THE POINT OF RECEIVING THE INFORMATION OF DISTANT ZONDING OF EARTH FROM ARTIFICIAL EARTH SATELLITS

Efimov A. G.

e-mail: radiomtu@mail.ru

Panin V. F.

e-mail: paninv@rambler.ru

Los V. O.

e-mail: los@elsov.ru

Abstract – Presented in this paper are the results of design of universal equipment for information reception from different artificial satellites of Earth remote sensing. We have estimated perspective schematic designs for information reception from different artificial satellites using modern elements.

ОПТИМИЗАЦИЯ РАСПОЛОЖЕНИЯ АНТЕНН В РЕШЕТКЕ ПОДПОВЕРХНОСТНОГО РАДАРА

Любецкий Н. В., Палто А. А.
Институт прикладной физики НАН Беларуси
Ул. Академическая, 16, Минск – 220072, Беларусь
Тел.: +375(17) 2842433; e-mail: lab4@japh.bas-net.by

Аннотация – Экспериментально определено расстояние между антеннами в решетке, при котором обеспечивается оптимальное обнаружение противопехотных мин, установленных вблизи поверхности земли, с помощью подповерхностного радара. Предложена методика съема данных с небольшим шагом сканирования при сохранении оптимального расстояния между приемо-передающими антеннами в решетке.

I. Введение

Более 100 миллионов противопехотных мин установлены в десятках стран по всему миру, создавая постоянную угрозу населению этих стран и замедляя их развитие. Содержание металла в этих минах очень мало, что ограничивает использование металлоискателей для их обнаружения. В настоящее время наиболее перспективными для обнаружения противопехотных неметаллических мин, установленных на малой глубине, являются подповерхностные радары со ступенчатой перестройкой частоты (ПРСПЧ) [1].

Одним из важнейших узлов ПРСПЧ является антенная система, в качестве которой в последнее время все чаще используют антенные решетки. Использование антенной решетки в системах подповерхностной локации позволяет значительно улучшить обнаружение неоднородностей в земле и разработать алгоритмы для отстройки некоторых мешающих факторов [2].

Однако использование антенных решеток при работе вблизи поверхности земли для обнаружения неметаллических мин требует дополнительных экспериментальных исследований по оптимизации расположения антенн в решетке.

II. Основная часть

Целью данной работы является определение расстояния между приемо-передающими антеннами в решетке ПРСПЧ для оптимального обнаружения противопехотных мин, установленных на небольшой глубине (до 5 см); оценка влияния на информационный сигнал пассивных антенн, расположенных вблизи приемо-передающих, а также разработка метода съема данных с небольшим шагом сканирования.

Диапазон перестройки частоты ПРСПЧ был выбран от 1,5 до 6 ГГц исходя из условий обеспечения требуемого разрешения по глубине и допустимой величины ослабления электромагнитной волны в грунте [1]. Для этого диапазона были разработаны антенны Вивальди с переходом Маршана 4-го порядка. Антенны изготовлены печатным способом на листовом фольгированном материале Duroid 5870 толщиной 1 мм. Ширина апертуры антенны выбрана равной 8 см, а длина – 15 см. Частотная зависимость коэффициента отражения каждой антенны Вивальди в диапазоне частот 1,5 - 6 ГГц проверялась с помощью векторного анализатора цепей E5071B фирмы Agilent Technologies, работающего в диапазоне частот от 0,3 до 8,5 ГГц. В качестве ПРСПЧ для проведения экспериментальных исследований использо-

вался векторный анализатор цепей E5071B, а также муляж противопехотной мины ПМН, диаметром 112 мм и толщиной 56 мм. Антенная решетка состояла из 8-ми антенн Вивальди, расстояние между которыми можно было изменять. Любую пару антенн решетки можно было подключить к выходным разъемам векторного анализатора цепей и, используя метод обратного дискретного преобразования Фурье (ОДФ), определить и запомнить синтезированный профиль дальности (СПД), состоящий из откликов от поверхности грунта, мины и паразитных переотражений. Каждая антенна решетки могла быть использована как передающей, так и приемной. Ранее было установлено [3], что для заданных глубин залегания неоднородностей (мин) существует зависимость оптимального расстояния между антеннами и высоты подвеса антенн. Высота подвеса антенн над поверхностью почвы выбиралась, исходя из условий формирования поля излучения для данного типа антенн и равнялась 5-6 см. Для определения оптимального расстояния между приемной и передающей антеннами были проведены экспериментальные исследования, результаты которых показаны на рисунке 1.

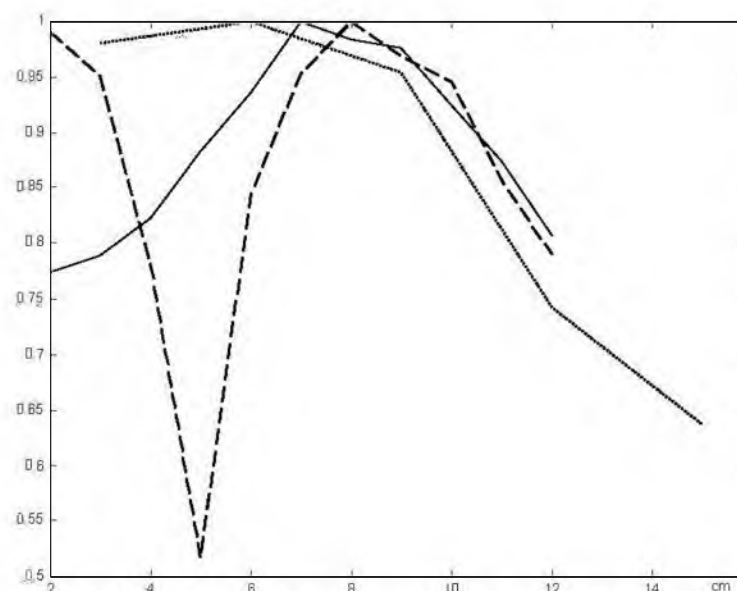


Рис. 1. Зависимости нормированной амплитуды принятого сигнала от расстояния между передающей и приемной антеннами

Fig. 1. Normalized amplitude of received signal versus the distance between transmitting and receiving antennas

На рис. 1 штриховой и сплошной линиями показаны изменения нормированной амплитуды отклика от мины для глубин ее залегания 0 и 5 см соответственно для случая, когда в решетке было установлено только две антенны. Линией из точек показана зависимость нормированной амплитуды отклика от мины при ее глубине 5 см и установке всех восьми антенн в решетке на расстоянии 3 см. Из полученных данных следует, что максимальный отклик от мины можно получить при расстоянии 7-8 см между передающей и приемной антеннами. Однако для осуществления метода синтезированной апертуры и увеличения разрешающей способности системы необходимо осуществлять съем данных через 2,5-3 см. При этом необходимо обеспечить одинаковую высоту подвеса для всех точек из-

мерения данных. Это можно реализовать, если в решётке установить расстояние между антеннами равное 2,5-3 см и последовательно коммутировать их (например, с помощью коммутаторов фирмы Hittite). Шаг сканирования в этом случае составит 2,5-3 см, а расстояние между приемо-передающими антеннами будет сохраняться на прежнем оптимальном значении (7-8 см). Также было оценено влияние пассивных антенн, находящихся вблизи (между) приемо-передающих антенн. Сравнение экспериментальных данных для пары активных антенн, работающих в составе решётки из 8 антенн и вне её показали, что в решётке с восемью антеннами уровень помех увеличивается на 15-20%. Дополнительные помехи возникают за счёт паразитных переотражений, а уровень полезного сигнала изменяется (маскируется) примерно на 8-12% в зависимости от положения приемо-передающих антенн в решётке.

III. Заключение

Экспериментально установлено, что оптимальное расстояние между приемной и передающей антенной в решётке не зависит от количества антенн в её составе. Оптимальное расстояние для рассчитанных антенн Вивальди в диапазоне частот от 1,5 до 6 ГГц лежит в пределах 7-8 см (что примерно равно длине волны для центральной частоты). При таком расстоянии отклик от мины, находящейся на глубине 0-5 см, максимален.

Оценка влияния пассивных антенн решётки, находящихся вблизи приемо-передающих антенн, показала, что паразитные переотражения увеличиваются на 15-20%, а уровень полезного сигнала изменяется (маскируется) примерно на 8-12% в зависимости от положения приемо-передающих антенн в решётке.

Предложена методика съёма данных с небольшим шагом сканирования (2,5-3 см) при оптимальном расстоянии (7-8 см) между приемо-передающими антеннами в решётке путем последовательной коммутации антенн, при этом высота их подвеса относительно поверхности земли во всех точках измерения остаётся постоянной.

IV. Список литературы

- [1] H. M. Braun, H. Lentz. Antipersonnel mine detection by means of radar. Proc. of the 30th European Microwave Conference, Paris, 2-6 October 2000.
- [2] U. Das, H. J. Boer. Phased array technology for GPR antenna design for near subsurface exploration. Proc. of the 2th International Workshop on Advanced GPR, 14-16 May, 2003, Delft, The Netherlands, pp. 30-34.
- [3] Г. Н. Дещенко, Н. В. Любецкий, А. А. Палто "Влияние высоты подвеса антенн подповерхностного радиолокатора на принимаемый сигнал". "Дефектоскопия", №5, 2001, с.18-24.

OPTIMIZATION OF ANTENNA SPACING IN ANTENNA ARRAY FOR GROUND PENETRATING RADAR

Lubetsky N. V., Palto A. A.
Institute of Applied Physics of NAS of Belarus
Akademicheskaya str., 16, Minsk-220072
tel.: +375(17) 2842433; e-mail: lab4@iaph.bas-net.by

Abstract – The optimal distance between transmitting and receiving antennas in the array for detecting antipersonnel mines buried at shallow depth has been determined. The scanning method with small step has been proposed.

I. Introduction

About 100 millions of mines are spread out over dozens of countries throughout the world creating permanent danger for population and retarding their development. The metallic content of these mines is very low, thus limiting the usefulness of metal detectors. Ground penetrating radar (GPR) is one of the most prospective sensors for detecting various buried and non-metallic antipersonnel mines [1]. Antenna is the most critical part of any GPR system. GPR antenna is usually placed in the vicinity of the ground surface in order to improve detection of small underground targets. The methods of enhancing detection of landmines and suppressing clutter using antenna array had been reported [2]. One of most important tasks is optimization arrangement of antennas in the antenna array for GPR.

II. Main Part

This work is aimed at determining optimal distance between receiving and transmitting antennas in the GPR array needed to detect the antipersonnel mines at shallow depths (up to 5 cm); estimation of the influence of passive antennas on the received signal, and development of the scanning method with small scan step.

The frequency band has been chosen of 1.5 to 6.0 GHz as a compromise between the depth resolution and propagation losses of the electromagnetic wave in real soil [1]. For this band, a tapered-slot Vivaldi antenna fed by the Marchand balun was designed and fabricated. The measurement of the reflection coefficient of the antennas was carried out by the E5071B network analyzer. This network analyzer and a prototype of the antipersonnel mine PMN with the diameter of 112 mm and thickness 56 mm had been used in the experiments. The antenna array consisted of eight antennas. The distance between antennas could be varied. The inverse discrete Fourier transform (IDFT) in its standard form has been employed for the signal processing yielding a synthetic range profile that contains typically responses from the ground surface, mine and some clutter. It was found [3], that an optimal distance between antennas can be determined for a given antenna elevation above the surface and given target (mine) depth. The antenna height was chosen as 5-6 cm, taking into account the conditions of the formation of the radiation field. To determine optimal distance between receiving and transmitting antennas, experimental investigations had been carried out, and results can be seen in the Figure 1. Dashed and solid lines in the figure show the normalized amplitude of the response from mine buried at depths 0 and 5 cm respectively, when the array had only two antennas. The dotted line shows response from mine buried at the depth of 5 cm for array containing all eight antennas spaced by 3 cm.

It was determined from the experiment that optimal distance between receiving and transmitting antennas does not depend on their number in the array. The optimal distance for the chosen antenna type and the frequency band is close to 7 to 8 cm (that is approximately a wavelength at central frequency). In this case, the amplitude of the response from mine at the depth 0-5 cm reaches its maximum. To provide the scan parameters needed for the synthetic aperture method, i.e. small step of the scan at the constant antenna elevation, the antenna array is used where the distance (2,5-3 cm) between antennas is three times less than the optimum. The antennas in the array are consecutively switched so that between receiving and transmitting antennas optimal distance is maintained. The signal from mine decreases by 8-12% and the ground surface clutter increases by 15-20% when passive antennas are located close to the transmitting and receiving antennas in array.

III. Conclusions

From the experiment the optimal distance between receiving and transmitting antennas in the array was determined.

The scanning method suitable when a small scan step is needed, has been proposed.

The influence of passive antennas on the received signal when those are located in the vicinity of transmitting and receiving antennas in the array had been estimated.

ВСЕРАКУРСНЫЙ РАДИОМЕТРИЧЕСКИЙ ДАТЧИК МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

Зубков А. Н., Коба С. И., Добрянский Н. С., Гаврилов В. С.,
Кашин С. В., Кемпа Я. М., Лоб Я. Д., Наумец Н. А.

Львовский научно-исследовательский радиотехнический институт
ул. Научная, д. 7, Львов - 79060, Украина
Тел.: (0322) 633372; e-mail: koba@lreri.ua

Аннотация – Представлены результаты разработки и экспериментальных исследований радиометрического датчика коротковолновой части миллиметрового диапазона, являющегося основным информационным звеном всеракурсной пассивной системы мониторинга.

I. Введение

Радиотепловые системы мониторинга окружающего пространства в силу высокой своей помехоустойчивости и сравнительной простоты реализации нашли широкое применение при решении народохозяйственных и специальных задач [1]. При этом стремление в максимальной мере уменьшить размеры физической апертуры антенны и повысить чувствительность радиометра при сохранении преимуществ радиодиапазона (всепогодность и всесуточность) стимулирует переход в миллиметровый диапазон и, в частности, в его коротковолновую часть (КВЧ ММД) [2].

Важной практической задачей является также расширение зоны наблюдения радиометрической системы при обеспечении необходимых энергетических характеристик обнаружения радиоярких объектов. Последнее может быть достигнуто за счет многоканального параллельного приема.

II. Основная часть

Коллективом специалистов Львовского научно-исследовательского радиотехнического института создан и прошел экспериментальную отработку радиометрический датчик КВЧ ММД, позволяющий осуществлять всеракурсное (в одной плоскости) радиотепловое обнаружение пространственно-протяженных объектов с привязкой их углового положения к соответствующему квадранту. Обобщенная структурная схема датчика представлена на рис.1.

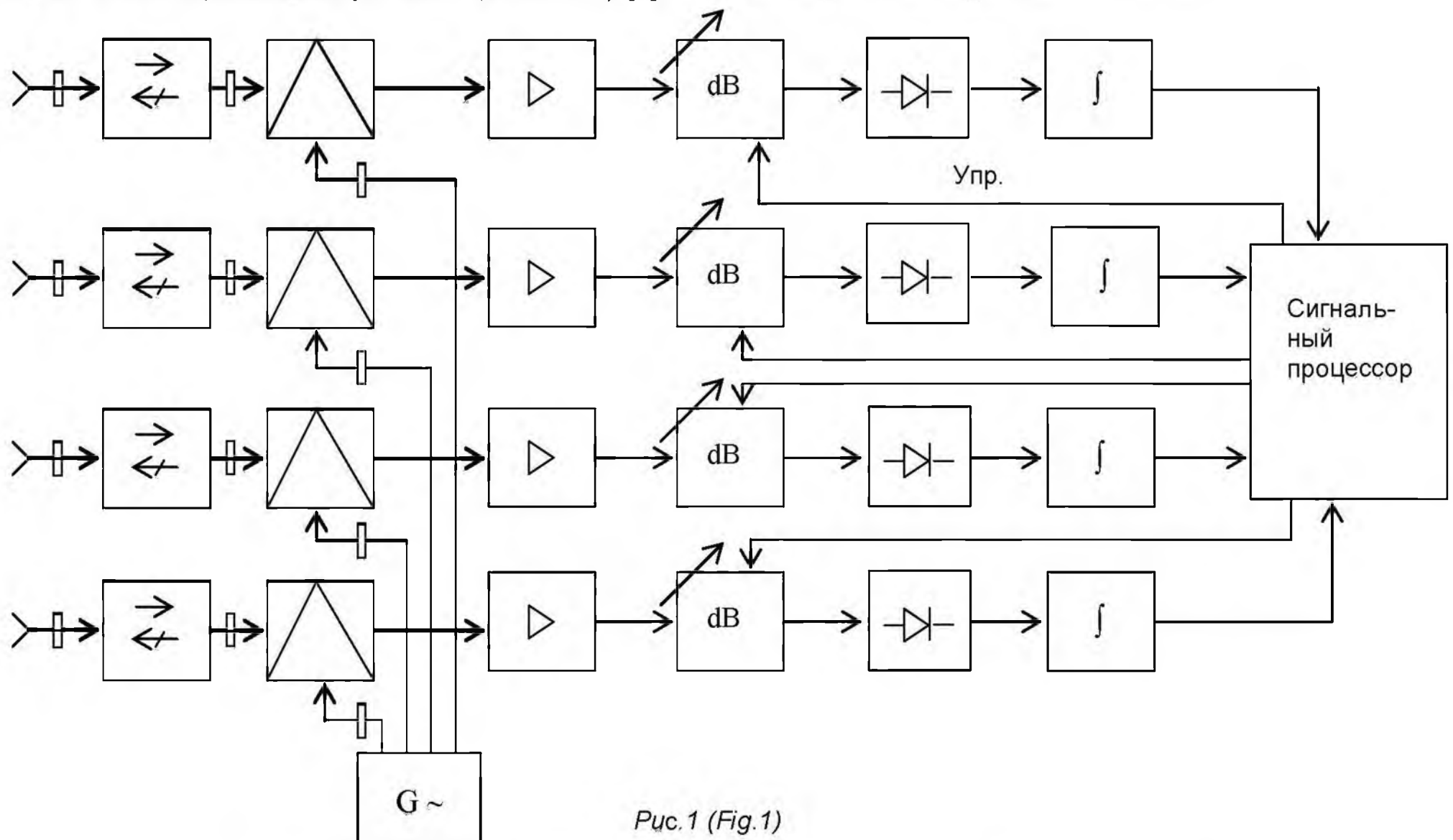


Рис.1 (Fig.1)

Датчик содержит четыре идентичных радиометрических канала. В качестве единого гетеродина используется ЛПД-генератор (разработки Киевского НИИ "Орион"). В качестве малозумящих смесителей использованы модули M53203. Перекрытие круговой зоны наблюдения обеспечивается четырьмя рупорными антеннами, имеющими в ортогональной плоскости ширину ДНА 30 угл. градусов.

Основные технические характеристики радиометрического тракта:

- полоса приема по входу, ГГц - не менее 2;
- шумовая температура в полосе приема, К - не более 2000;
- пороговая чувствительность, при времени интегрирования 2 мс, К - не более 3;
- изменение мощности сигнала на выходе при изменении входного сигнала в диапазоне $10^{-12} \dots 10^{-9}$ Вт - близко к линейному;
- перестройка коэффициента передачи по внешнему управляющему сигналу в полосе 0...20 КГц, дБ - 0...6

На рис. 2 и 3 представлены экспериментальные амплитудно-частотная и амплитудная характеристики радиометрического тракта.

Алгоритмы работы радиометрических трактов и сигнального процессора обеспечивают обнаружение радиотепловых сигналов пространственно-протяженных объектов с тепловым контрастом 15 К с вероятностью правильного обнаружения не ниже 0,98 при вероятности ложной тревоги не более 0,01.

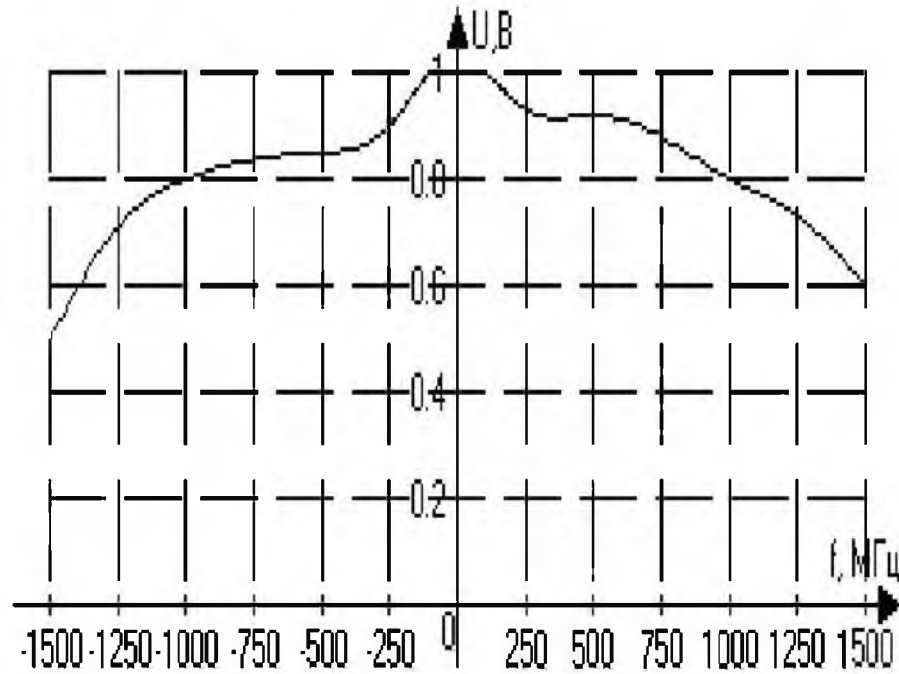


Рис. 2 (Fig.2)

III. Заключение

Создан радиометрический датчик КВЧ ММД, позволяющий решать задачи всеракурсного обнаружения радиотепловых сигналов в составе систем радиомониторинга различного назначения.

IV. Список литературы

- [1] Радиолокационные методы исследования земли / Ю. А. Мельник, С. Г. Зубкович, В. Д. Степаненко и др. // Под ред. Ю. А. Мельника. - М. - 1980.
- [2] Радиолокационные системы: научно-технические достижения и проблемы развития техники миллиметрового диапазона радиоволн / А. Б. Борзов, Р. П. Быстров, В. Г. Дмитриев и др. // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. - 2001. - №4. - С.18-80.

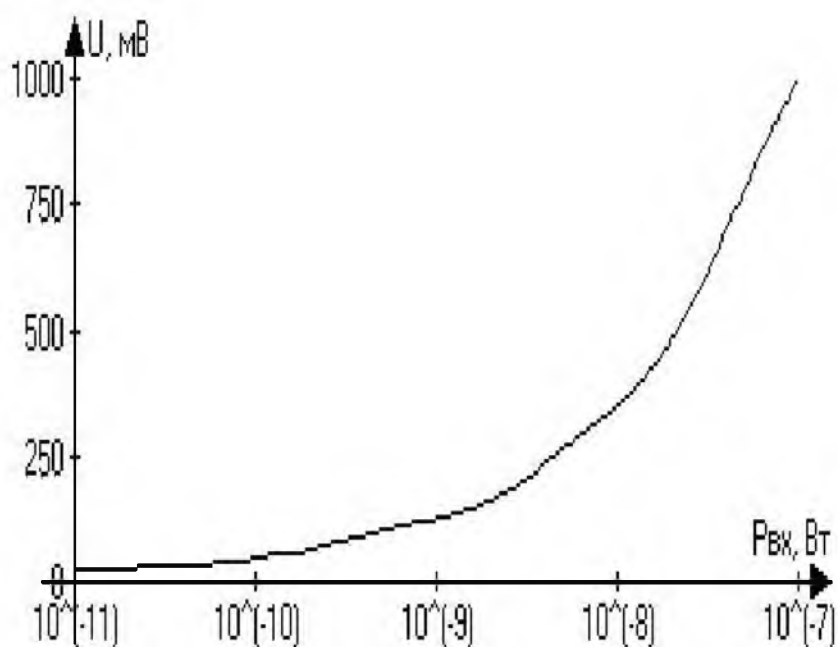


Рис. 3. (Fig.3)

MM-WAVE ALL-ASPECT RADIOMETRIC SENSOR

Zubkov A. N., Koba S. I., Dobruansky N. S., Gavrilov V. S., Kashin S. V., Kempa Ya. M., Lob Ya. D., Naumets N. A.

Lviv Radio Engineering Research Institute
7 Naukova Str., Lviv, 79060, Ukraine

Phone: (0322) 633372; e-mail: koba@lreri.lviv.ua

Abstract – Presented in this paper are the results of design and experimental investigation of radiometric sensor for short-wave part of mm-band, which is the basic information unit of passive monitoring system.

I. Introduction

Radio thermal environment monitoring systems have found wide application in solving national economic and special tasks due to their high noise immunity and comparatively easy implementation [1]. Meanwhile, the efforts to reduce to maximum the dimensions of the physical antenna aperture and to increase the radiometer sensitivity with saving of radio band advantages (all-weather and 24-hour operation) stimulate the reference to the mm-wave band and, particularly, to its short-wave section (short-wave band of the mm-wave band) [2]. Also, an important practical task to expand the radiometric system observation zone, with the energy characteristics of radio intensity object detection has to be provided. The latter may be reached at the expense of multichannel parallel reception.

II. Main Part

The researchers from the Lviv Radio Engineering Research Institute have created and experimentally tested the mm-wave short-wave band radiometric sensor capable of all-aspect (in a single plane) radio thermal detection of three-dimensional- the corresponding quadrant. The generalized sensor block diagram is shown in fig.1.

The sensor includes four identical radiometric channels. The avalanche oscillator (developed by the Kyiv Research Institute "Orion") is used as a single local oscillator. The modules M53203 are used as low-noise mixers. The overlap of spaced objects with fixing their angle position to the circular observation zone is provided by four horn antennae having the width of the antenna pattern 30 degrees in the orthogonal plane.

Radiometric Path Basic Specifications

- input receive band, GHznot less 2 GHz;
- receive band noise temperature, K, ... not more than 2000;
- threshold sensitivity,
- with the integrating time of 2ms, K.....not more than 3;
- signal power change at the output with the input signal change within the range of 10⁻¹²...10⁻⁹ W.....close to linaner;
- re-tuning of the gain factor by the external control signal within the band of 0...20 KHz, dB.....0-6.

Figures 2 and 3 show experimental amplitude-frequency and amplitude characteristics of the radiometric path.

Operation algorithms of radiometric paths and signal processor provide detection of radio thermal signals of three-dimensional-spaced objects with a thermal contrast of 15 K and the probability of correct detection not less than 0,98 with the false alarm probability at the most 0,01.

III. Conclusions

The mm-wave short-wave band radiometric sensor capable of solving the problems of radio thermal signals detection has been created. It is used as a multi-purpose component of radio monitoring systems.

PERSPECTIVES PRINCIPLES OF CREATION ADVANTAGES AND CHARACTERISTICS OF MULTIPOSITION RADIOLOCATION SYSTEM WITH SYNTHETIC APERTURE

Ksendzuk A. V., Volosyuk V. K., Sologub N. S.
Kharkov National Aerospace University "KhAI"
Chkalova str. 17, Kharkov - 61070, Ukraine
ph.: +38057-7074351, e-mail: ks_alex@ukr.net

Abstract – Recently interest in bistatic and multiposition synthetic aperture radar is increasing rapidly. Potential of the multiposition SAR for surveillance was discussed and a portion of the possible constellation configuration was analysed. In this paper, a number of possible spatial configurations of the multiposition SAR are presented. This paper represents analysis of potential of these configurations in comparison with monostatic SAR.

I. Introduction

Multiposition synthetic aperture radar (MSAR) system – is a set of transmitters and receivers (disposed in different spatial points), which obtains information about the objects by analysing electromagnetic waves scattered from them. Processing algorithms involve synthetic aperture method (usage of the spacecraft motion and signal processing technique to simulate a large antenna).

Additional elements of the MSAR are processing stations, data collector and communication devices. These parts are necessary for internetworking and coprocessing of the data, obtained by different receivers. However, for the processing algorithms optimization communication devices and processing stations have secondary importance.

Coprocessing is the most essential in the multiposition system, because it determines final quality of the radar images and characteristics of the MSAR system. Synthesis, optimisation and analysis of these algorithms for the different surface models, [1] is the one of the main tasks in development stage.

The classification of MSAR according to spatial configuration permanent (constant) spatial configuration systems (relative position of the different elements is constant); changing (inconstant) spatial configuration systems (distance between separate elements is time-dependent), [2].

Classification due to information extraction method active system (receiving and transmitting points are superposed in space); semi-active system (receiving and transmitting points are disposed in space, there are no superposed receivers and transmitters); passive system (MSAR consists of the receivers only); mixed system (some of receivers and transmitters combined in space, some uncombined).

According to allocation MSAR can be classified as space-, air-, ground-, nautical- and combined-based systems.

Classification as large-base (distance between transmitters and receivers is much more than wavelength) and small-base system (distance between transmitters and receivers is equal or less than wavelength), [3] is not essential because for the real multiposition SAR we imply only systems with large distance between separated elements.

II. Main Part

This paper analyses the main advantages of the active space-based multiposition synthetic aperture radar in comparison with the same single position SAR. For this purpose we consider some of the main operating modes of MSAR and the possibility of getting similar results in single position SAR. Other analysis method of the multiposition SAR is presented in [4].

1. Instant survey of large regions with normal resolution mode (hereinafter "normal resolution" means resolution for the monostatic SAR, characteristics of which are equal to the one satellite of the MSAR constellation, comparison of the resolution in multiposition SAR with monostatic SAR presented in [5]).

In this operating mode traces of different transmitters directional diagram do not overlap in space and located in such a way that there is no overlapping with relatively short time shifts, figure 1.

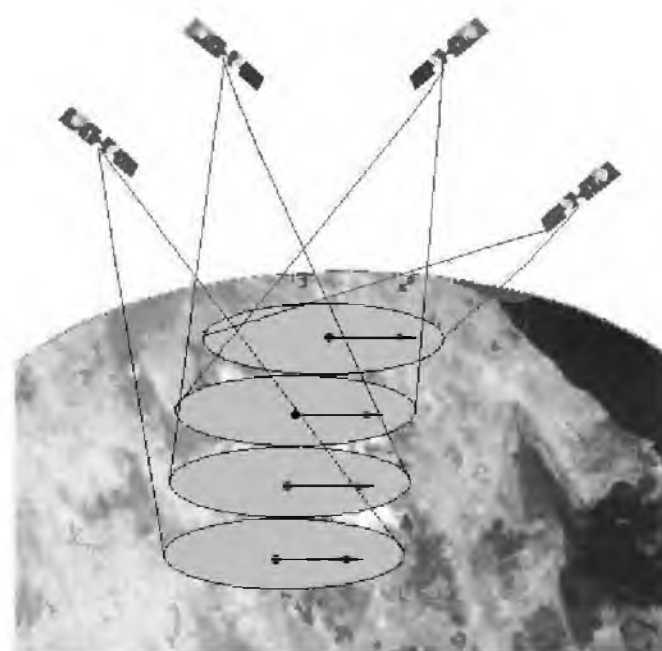


Fig. 1. Instant survey of large regions mode

Such positioning of the antenna patterns provides maximal radar coverage along with low requirements to transmitter's power.

The same mode in single position SAR (with phased antenna array or with set of different antennas) supposes high transmitter power.

2. Instant survey of large and middle spatial regions with change detection (the possibility of tracking local changes in short intervals of time), normal resolution.

In this operating mode traces of transmitters directional diagram are overlapped after relatively short intervals of time. This allows to carry out radiolocation survey of the same elements of the surface with time delay (local changes detection). This time delay is determined by the transmitter's velocity and the distance between the traces of aeriels phase centres, figure 2.

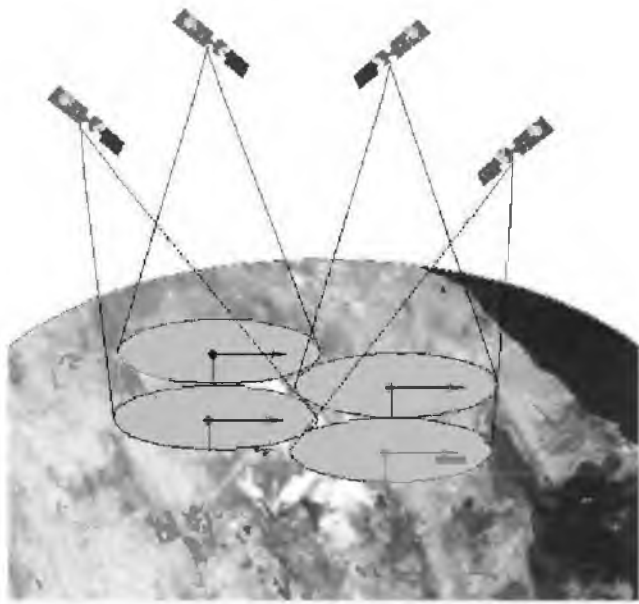


Fig. 2. Single survey of large and middle spatial regions with change detection mode

In single position SAR to provide the same operating mode it's necessary to use phased antenna array or set of different antennas and high-power transmitter.

3. High-resolution mode. In this case all the transmitters radiate the same surface region at the same time or in short time interval (in this case we suppose that during this time parameters of the surface do not change), figure 3(up) and 3(down), correspondingly.

In this operating mode, the result of data complexation (in the simplest case weighted summation of achieved measurements results) characterises by the decreased dispersion of speckle-noise whereas resolution remains the same, [6], [7].

To provide highest efficiency of this mode it is necessary to use orthogonal signals in different transmitters and receivers, which can process the signals from all the transmitters.

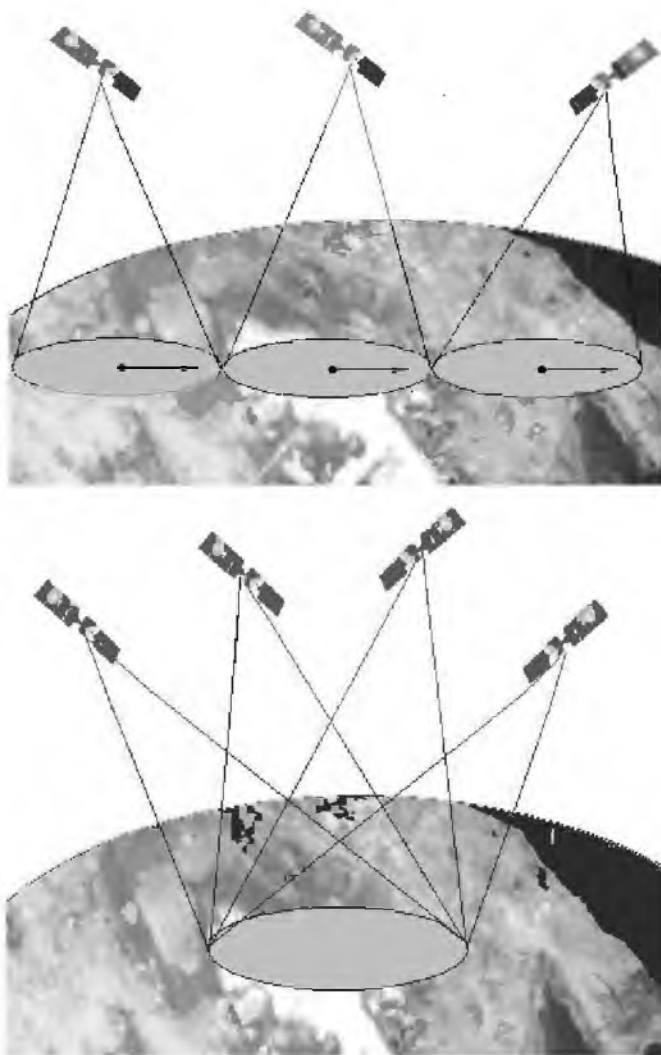


Fig. 3. High-resolution mode

4. Combined mode (high-resolution of the medium areas). In this mode directional diagram of different

transmitters slightly overlaps in space. This leads to high-quality measurements in the regions where antennas pattern intersects.

This mode leads to normal resolution near the borders and high resolution in the central strip of the radar coverage area. Optimis

ation of the overlapped area must be carried out due to extended quality identifiers, [6].

5. Interferometric SAR in multiposition system is possible in instant survey of large regions with normal resolution mode, high-resolution mode and combined mode.

In the instant survey of large regions mode advantage of the multi-base SAR over single SAR is the reduced requirement to the power of the each transmitter when observation area remains the same, figure 4.

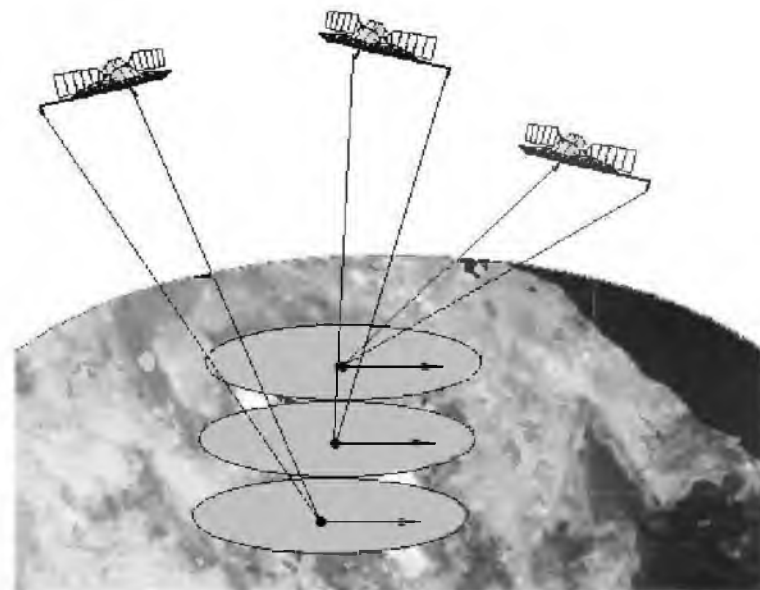


Fig. 4. MSAR interferometer, instant survey of large regions mode

In the instant survey of large and middle spatial regions with changes detection mode in the multiposition SAR interferometer we can detect changes not only in radar cross-section, but in altitude as well.

In high-resolution mode multiposition SAR interferometer gives not only better quality images, but also more accurate relief estimations. Higher resultant resolution of phase measurements achieved by the same way as the higher resolution for the imaging radar. Moreover, when interferometers look at the same area from the different viewpoints the area of the shadowed zones decreases. Generally, this leads to the smooth variation of the phase in the "shadow zone-clear zone" borders and, as a result, to less relief estimation errors, figure 5.

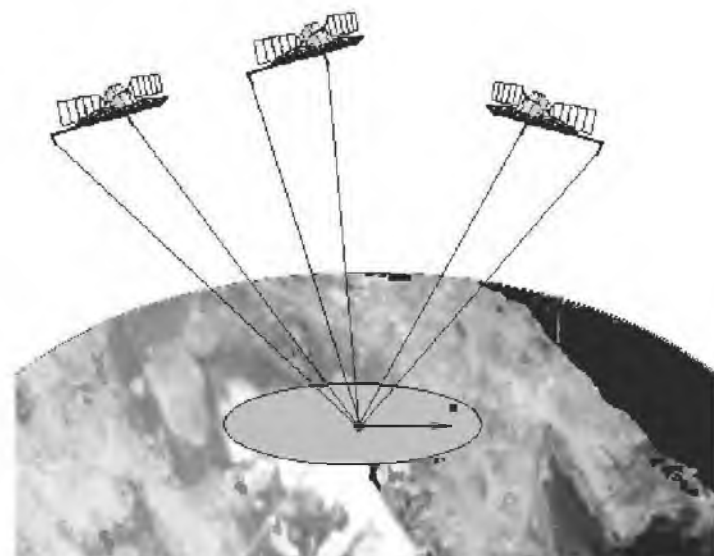


Fig. 5. MSAR interferometer, high-resolution mode

6. The creation of multibase interferometer with synthetic aperture is possible even if each satellite

equipped with the single antenna by means of coprocessing of signals, [8], figure 7.

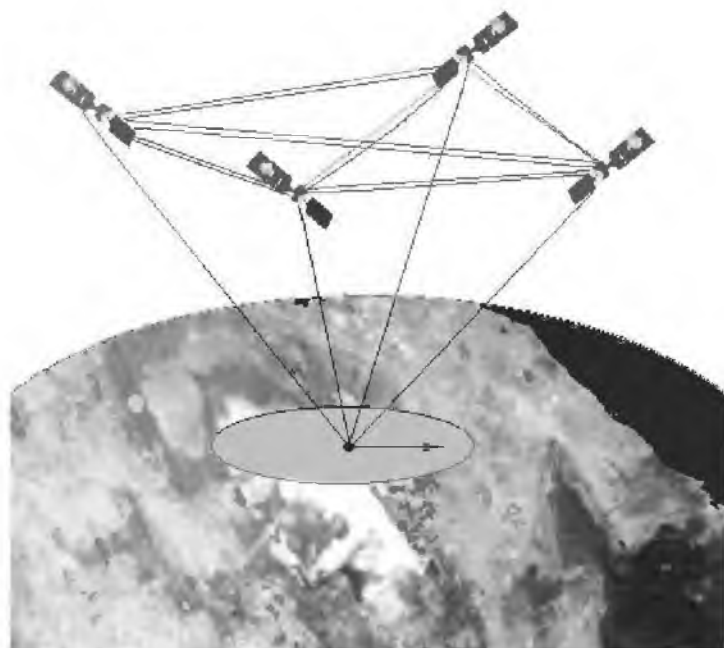


Fig. 5. MSAR multibase interferometer

This operating mode requires high-accuracy ranging between different elements of MSAR. It allows to achieve simultaneously high resolution for the altitude measurements and large unambiguity interval.

The number of transmitters, which simultaneously radiate this element of the surface, determines the number of interferometer bases. In some cases it is useful to create different baselines with different carrier frequencies, [9].

This mode is possible in single position SAR exceptionally in using the results of measurements achieved on different orbits by the same satellite, [4].

6. Three-dimension mapping. It is used to get three-dimensional objects images due to signals processing reflected from the surface elements and achieved from different directions.

Other advantages of the MSAR in comparison with single position SAR are high flexibility (MSAR can change its spatial/signal configuration in a way that provides certain operating mode or provides better results of electro physical surface parameters estimation); high survivability (multiposition system will be able to work even if the configuration is changed and in case of collapse of one/several elements. To provide high survivability it's advisable to foresee the possibility of configuration spatial changes, repositioning of transmitters phase center, changes of processing algorithms); high noise immunity; potential to view hidden objects, [10]; possibility of usage of non-orthogonal signal groups (pseudonoise signals with code division), [12], [13].

One of the possible MSAR configurations is the usage of the "external" transmitters (navigation, radiolocation or communication satellites) for survey. Thus, the creation of MSAR is reduced to launch of specialized receiver observing the surface by collecting signals radiated from other transmitters, for example from GPS/GLONASS satellites, [2], [11].

III. Conclusion

Multiposition synthetic aperture radar is the next generation of the remote sensing systems. It has essential advantages over monostatic SAR and allows to provide various survey modes impossible or unsuitable in single-position synthetic aperture radar.

For the multiposition SAR in planning stage it is necessary to select space configuration of the MPSAR [14], which provides necessary resolution (space ambiguity functions) [5] and/or gives necessary quality of the measurements [15] for the selected quality identifiers [16], to synthesize optimal processing algorithms [16].

The great potential of the SAR is based on accounting stochastic character of the scattered electromagnetic field, which gives better quality of the radar images and narrower space ambiguity functions, [17].

IV. Literature List

- [1] Ishimaru, A. 1978, Wave propagation and scattering in random media. Academic Press, NY, San Francisco, London.
- [2] Ksendzuk, A. V., 2003 Aperture synthesis using navigation System GLONASS. Successes of modern radioelectronics, vol 2, No 11, 2003, pp 44-54.
- [3] Skolnik, M. I., An Analysis of Bistatic Radar. IRE Trans. Aerospace and Navigational Electronics, 1961
- [4] Krieger, G., Fiedler, H., Moreira, A., Bi- and Multistatic SAR: Potentials and Challenges. In proceeding of the EUSAR 2004, Ulm, Germany, Vol 1, pp 365-371.
- [5] Ksendzuk A. V. Space ambiguity functions for the remote sensing system based on GLONASS navigation system // 5-th European Conference on Synthetic Aperture Radar EUSAR 2004. - Ulm, Germany. - Vol. 2, 2004. - p. 713-716.
- [6] Ksendzuk A. V. Analytical and Numerical Determination of Quality Indexes for the Functioning of Remote Sensing Systems.// Electromagnetic Waves & Electronic Systems, Vol 9, No 5, 2004, pp 35-41.
- [7] Oliver C., Quegan S. Understanding Synthetic Aperture Radar Images. - Artech House, 1998. - 464 p.
- [8] Ksendzuk A. V. Volosyuk V. K. Multi-base Interferometric SAR with enhanced signal processing // IV International Conference on Antenna Theory and Techniques.- Sevastopol, Ukraine.- Vol. 1, 2003.- p. 405-408.
- [9] Ksendzuk A. V. Phase unwrapping and ambiguity elimination in the multi frequency SAR interferometer // The Fifth International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter, and Submillimeter Waves. - Kharkov, Ukraine. - 2004. - p. 247-249.
- [10] Hartl, P., Braun, H., Bistatic Radar in Space. In Space Based Radar Handbook, Artech House, 1989.
- [11] Zavorotny, V., Voronovich, A., Scattering of GPS signals from the ocean with wind remote sensing application. IEEE Trans Geosci. Remote Sens., vol. 38, No. 2, pp.951-964, March, 2000.
- [12] Ksendzuk A. V. Volosyuk V. K. Some aspects of usage of the pseudo noise sequences in the radiolocation systems // Ultravideband and Ultrashort Impulse Signals. - Sevastopol, Ukraine. - 2004. - p. 234-236.
- [13] Ksendzuk A. V. Usage of Pseudonoise Signals in Remote Sensing Radiolocation Systems // Electromagnetic Waves & Electronic Systems, Vol 9, No 9-10, 2004, pp 62-72.
- [14] Ksendzuk A. V. Volosyuk V. K. Sologub N. S. Optimisation of the spatial attitude of the bistatic and multistatic synthetic aperture radar // The Fifth International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter, and Submillimeter Waves. - Kharkov, Ukraine. - 2004. - p. 178-180.
- [15] Ksendzuk A. V. Remote sensing optimal processing algorithms and quality identifiers // Radiophysics and electronics.- Kharkov.- № 646, 2004.- p. 116-119.
- [16] Ksendzuk A. V. Analytical and Numerical Determination of Quality Indexes for the Functioning of Remote Sensing Systems // Electromagnetic Waves & Electronic Systems.- Vol. 9, No 5, 2004.- p 35-42.
- [17] Ksendzuk A. V., Volosyuk V. K. Sologub N. S. Space ambiguity functions of the optimal processing algorithm for the stochastic surface models // 5-th European Conference on Synthetic Aperture Radar EUSAR 2004. - Ulm, Germany. - Vol. 1, 2004. - p. 191-194.

ИНТЕГРИРОВАННАЯ ДВУХСПЕКТРАЛЬНАЯ СИСТЕМА МОНИТОРИНГА ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ

Зубков А. Н., Смеркло Л. М.

Научно-исследовательский радиотехнический институт
Украина, 79060, Львов, ул. Научная, 7
тел. (0322)-63-33-72

Прудюс И. Н., Андрущак Р. В.

Институт телекоммуникаций, радиоэлектроники и электронной техники
Национального университета "Львівська политехніка"
Украина, 79013, г. Львов, ул. Профессорская, 2
тел. (0322)-72-85-72, факс: (0322)-72-85-72, email: prudius@polynet.lviv.ua

Аннотация – Рассмотрены принципы построения интегрированной двухспектральной (миллиметровый и инфракрасный диапазоны) системы мониторинга земной поверхности, совмещающей в рамках единой электродинамической схемы преимущества радиодиапазона (всепогодность и всесуточность) и оптики (высокое угловое разрешение). Приведены основные расчетные соотношения для определения технических характеристик системы.

I. Введение

Актуальной проблемой повышения информативности дистанционного мониторинга земной поверхности является совмещение в рамках интегрированной структуры преимуществ радиолокационных (всепогодность, всесуточность) и тепловизионных (высокие условия разрешения и точность) каналов наблюдения. Физическими предпосылками для создания такой интегрированной системы являются:

- возможность построения апертурной части в рамках единой электродинамической схемы пространственно-временной селекции радиолокационных и тепловизионных сигналов в силу близости спектров миллиметрового диапазона (ММД) и инфракрасного (ИК) диапазона, в частности, его длинноволнового участка 8...12 мкм;

- инвариантность аппаратуры процессорной части приемного тракта к диапазону несущих частот входных сигналов после аналого-цифрового преобразования (АЦП), при этом достигнутые характеристики элементной базы сигнальных процессоров позволяют в реальном масштабе времени осуществлять обработку радиолокационных и тепловизионных сигналов с выполнением ограничений по объему и массе аппаратуры;

- возможность использования в качестве выходного отображения радиолокационной и тепловизионной информации единого индикатора, например, тепловизионного типа.

II. Основная часть

При синтезе структуры интегрированной системы наблюдения принципиальное значение имеет решение трех задач:

1. Организация обзора (сканирования) заданной области наблюдения по угловым координатам с динамикой, реализующей энергетически-временной баланс поиска. Для этого на предельной дальности действия должно обеспечиваться отношение сигнал/шум + помехи (ОСШП), достаточное для формирования радиолокационных и оптических изображений (РЛИ и ОИ).

2. Информационная развязка радиолокационного и тепловизионного каналов, обеспечивающая независимое функционирование приемных трактов до АЦП и обработки в едином процессорном блоке

3. Обеспечение точной взаимоустановки каналов формирования РЛИ и ОИ.

На рис. 1 представлена структура интегрированной двухспектральной системы формирования РЛИ и ОИ [1]. Она содержит сканирующее зеркало 1, связанное с управляемым электроприводом 2. Приемник теплового излучения 3, который расположен в фокусе параболического зеркала 4. В геометрическом центре параболического зеркала размещен многоимпульсный облучатель ММД 5, соединенный с когерентно-импульсным приемопередатчиком 6. Информационная развязка радиолокационного и тепловизионного каналов обеспечивается печатными поляризационными фильтрами 7, 8, выполненными в виде дифракционных решеток, ориентированных под углом 45° друг к другу. Фильтры нанесены на гиперболическую и параболическую подложки 9, 10 выполненные из оптически прозрачного материала (например, кварца).

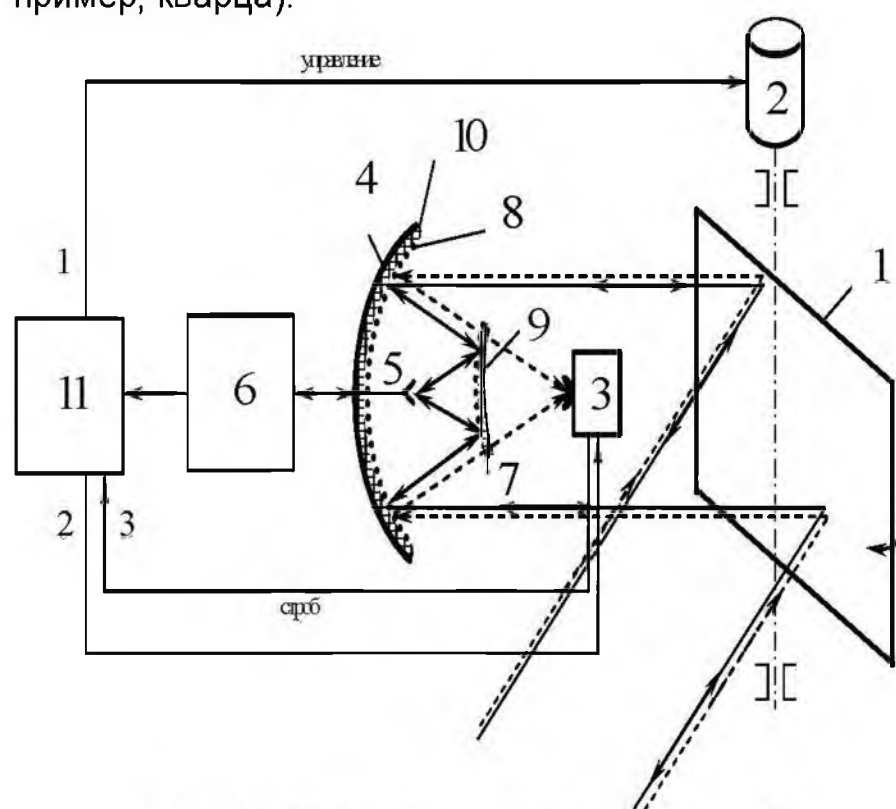


Рис. 1. Структура интегрированной двухспектральной системы формирования РЛИ и ОИ.

Fig. 1. Structure of integrated dual spectral system of radar and optical images creation

Единый блок обработки, управления и синхронизации 11 формирует РЛИ и ОИ, а также сигналы управления электроприводом сканирующего зеркала и стробирования приемника теплового излучения. Конструктивные параметры поляризационных фильтров других элементов интегрированной системы могут быть определены методами СВЧ оптики [2]. Так печатные поляризационные фильтры выполняются в

виде дифракционной решетки с шириной линии $d \leq 0,01\lambda$ и шагом D , определяемым из уравнения

$$\frac{\lambda}{D \ln\left(\frac{D}{\pi d}\right)} = 2,046$$

где λ - рабочая длина волны радиолокационного канала. Параболическая подложка должна иметь толщину $\frac{\lambda}{4\sqrt{\varepsilon}}$, где ε - диэлектрическая проницаемость материала подложки.

III. Заключение

Предложенная интегрированная система и предварительные результаты ее экспериментальных исследований создают базу для создания малогабаритных высокоинформативных мониторинговых датчиков, совмещающих преимущества радио- и оптических диапазонов.

IV. Список литературы

1. Пат. 70868А Україна МПК G01J 11/00, G 01S 13/00. Спосіб дистанційного моніторингу земної поверхні та інтегрована система для його реалізації /А.М. Зубков, І.Н. Прудіус, Л.М. Смеркло (Україна). №20031213144; Заявлено 30.12.2003; Опубл. 15.10.2004. Бюл.№10.- 4 с.
2. Корнблит С. СВЧ оптика. Оптические принципы в приложении к конструированию СВЧ антенн: Пер. с англ. /Под ред. О.П.Фролова.- М.:Связь, 1980.

INTEGRATED DUAL SPECTRAL SYSTEM OF EARTH SURFACE MONITORING

Zubkov A. N., Smerklo L. M.
Lviv Radio Engineering Research Institute
Ukraine, 79060, Lviv, 7 Naukova St.
Phone: (0322) 633372
Prudyus I. N., Andruschak R. V.
Institute of Telecommunications,
Radio Electronics and Electronic Devices
Lviv Polytechnic National University
Ukraine, 79013, 12 S. Bandery St,
Phone: (0322) 728572, fax: (0322) 728572
Email: iprudus@polynet.lviv.ua

Abstract – Design principles of the integrated dual spectral (millimeter and infra-red ranges) system for Earth surface monitoring are presented. Technical characteristics of the system proposed have been also estimated according to the presented relations.

РЕКОНСТРУКЦИЯ ПРОФИЛЕЙ НЕОДНОРОДНЫХ ПЛАЗМЕННЫХ СЛОЕВ С ПОМОЩЬЮ ТОЧНЫХ МОДЕЛЬНЫХ РЕШЕНИЙ ОБРАТНОЙ ЗАДАЧИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ОТРАЖЕНИЯ

Резвов А. В., Иванов А. С., Денисова Н. А.

ФГУП «НПП «Полет»

Нижегородский государственный университет ННГУ

Пл. Комсомольская, 1, Н. Новгород - 603600, Россия

Тел.: +7(8312) 45 35 29; e-mail: polyot@atnn.ru

Аннотация – Для решения проблемы реконструкции профиля свободных носителей заряда в слоисто-неоднородном плазмодобном полупространстве методом обратной задачи электромагнитного отражения использовано уравнение Гельфанда-Левитана-Марченко для структур со скачком показателя преломления. Проведен анализ точных модельных решений данного уравнения, позволяющих реконструировать измеряемые профили.

I. Введение

Один из методов определения электронной плотности слоисто-неоднородной плазмы основан на исследовании обратной задачи электромагнитного отражения для волнового уравнения [1, 2] и решении интегрального уравнения Гельфанда-Левитана-Марченко (ГЛМ) [3, 4]. С целью применения такого подхода в неразрушающей волновой диагностике легированных полупроводниковых слоев проанализированы точные решения полученного уравнения в случае дробно-рациональных функций коэффициента отражения с тремя полюсами, их применимость для интерпретации спектров отражения и реконструкции профиля свободных носителей. Указаны интервалы параметров структур, для которых такой метод позволяет определить профиль легирования с относительной ошибкой, не превышающей 5-10%.

II. Точные модельные решения обратной задачи электромагнитного отражения

Для функции коэффициента отражения с тремя полюсами

$$r(k) = r_0 + \frac{(1+r_0)k_1 k_2 k_3}{(k-k_1)(k-k_2)(k-k_3)} \quad (2.1)$$

точное решение уравнения ГЛМ для плазменного профиля $N(z)$ имеет вид

$$k_p^2(z) = \frac{A_1 m e^{-2\eta_1 z} + A_1 p e^{2\eta_1 z} + A_2 m e^{-2\eta_2 z} + A_2 p e^{2\eta_2 z}}{\left[B_m e^{-(\eta_1+\eta_2)z} + B_p e^{(\eta_1+\eta_2)z} C_m e^{-(\eta_1-\eta_2)z} + C_p e^{(\eta_1-\eta_2)z} \right]^2} \quad (2.2)$$

$$k_p^2(z) = \frac{4\pi q^2}{m_e c^2} N(z), \quad \text{где } q \text{ и } m_e \text{ - заряд и}$$

эффективная масса электронов, c - скорость света.

Все коэффициенты при экспонентах и показатели экспонент являются элементарными функциями двух констант c_1, c_2 , определяемых полюсами (2.1) [4]:

$$k_1/a = -c_1 - ic_2, \quad k_2/a = c_1 - ic_2, \quad k_3 = -ia, \quad a > 0$$

Для оценки возможностей аппроксимации профилей реконструируемых плазменных слоев функция-

ми вида (2.1), исходя из аппроксимации их спектров отражения дробно-рациональными функциями проведены модельные расчеты.

В качестве исходного модельного профиля электронной концентрации использовался вариант слоя Эпштейна с зависимостью $N(z)$ вида

$$N(z) = N_{\max} n(z) = 8N_{\max} \left(\frac{e^{2z/S} - 1}{(1 + e^{2z/S})^2} \right). \quad (2.3)$$

В выражении (3.1) $S = 4d_{1/2}/7 \ln 2 = 0,824 d_{1/2}$, где $d_{1/2}$ – полуширина профиля по уровню 1/2.

Сравнивались результаты реконструкции: функции $r_{Эн}(k)$ и $r(k, c_1, c_2)$ и профили электронной концентрации $N_{Эн}(z)$ и аппроксимирующая функция (2.2) для различных пар значений $N_{\max}, d_{1/2}$ (для пар $H = \frac{k_{p\max}^2}{a^2}$, $S_1 = aS = 0,824ad_{1/2}$ в безразмерных величинах)

Нормировочная константа $a = 2k_{\min}$, где k_{\min} – значение частоты в минимуме аппроксимируемого (или экспериментально измеренного) спектра отражения / Показанная на фиг.1 область достаточно точной аппроксимации диагностируемых слоисто-неоднородных профилей функциями (2.4) определяется одним безразмерным параметром

$$\delta = \frac{2S_1 \sqrt{H}}{\pi} = \frac{4S}{\lambda_{p\max}}, \quad \text{где } S=0,824d_{1/2}, \quad \lambda_{p\max} -$$

длина волны, соответствующая максимальному значению плазменной частоты в слое. Удастся добиться хорошего совпадения профилей (расхождение 1-5%) при $0.25 \leq \delta \leq 0.5$, при $0.15 \leq \delta \leq 0.75$ расхождение может достигать 15-20%. В качестве численного примера ниже показан результат модельной реконструкции тонкого электронного слоя в кремнии при $n_1 = 1, n_2 = \sqrt{11.7}$ (фиг.2-, $R(k) \equiv |r(k)|$). Аналогичные результаты получены для различных модельных слоев Эпштейна: были найдены значения констант c_1, c_2 , соответствующих им аппроксимирующих спектров (2.1) и аппроксимирующих профилей (2.2).

III. Заключение

Таким образом в сообщении указан алгоритм реконструкции профилей электронной концентрации по коэффициенту электромагнитного отражения, основанный на использовании точных модельных решения обобщенного интегрального уравнения ГЛМ.

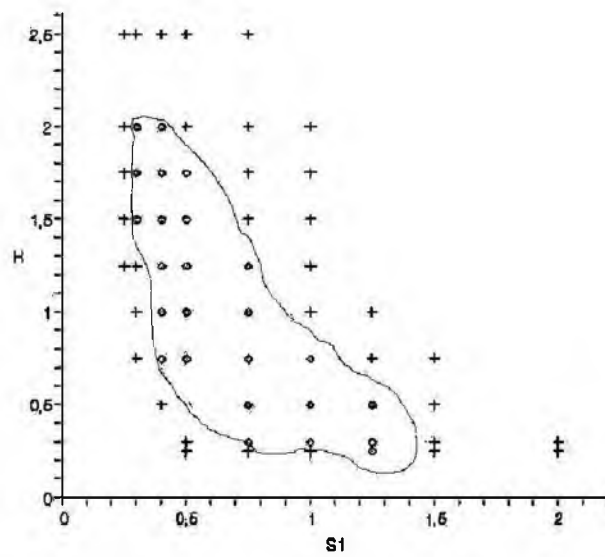
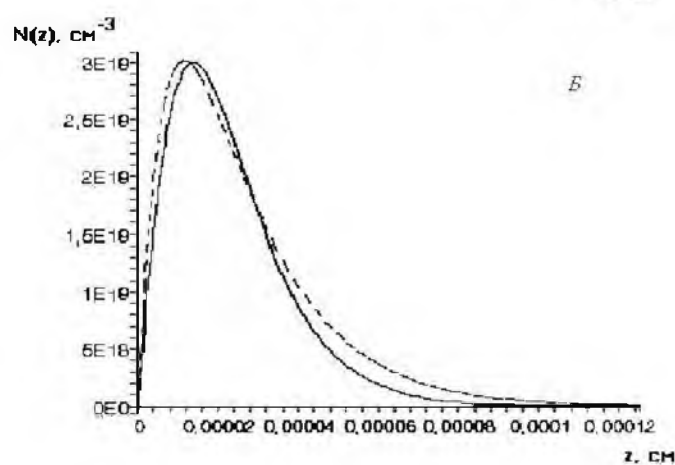
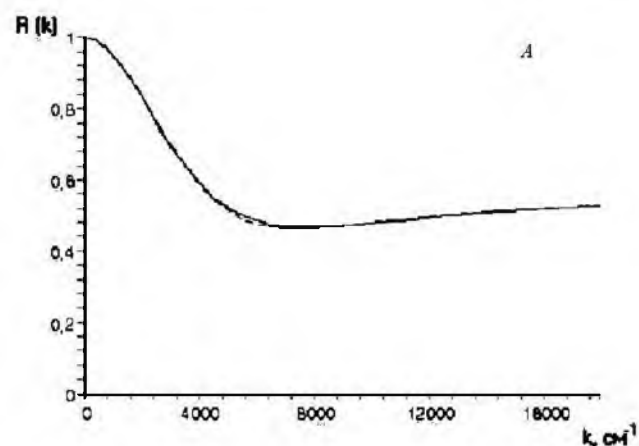


Рис. 1. Область совпадения исходного и реконструированного профилей на плоскости параметров (H, S_1)

Обозначения: \circ – хорошее совпадение коэффициентов отражения и профилей концентрации, + – хорошее совпадение только коэффициентов отражения.

Fig.1. Field of coincidence of initial and restored profiles at parameters plane (H, S_1)

Table of symbols: \circ - good coincidence of reflection coefficients and concentration profiles, + - good coincidence of reflection coefficients only



Фиг. 2. Реконструкция слоя с высоким уровнем легирования: $S = 0.25 \cdot 10^{-4} \text{ см}$, $N_{\max} = 3 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$, $\delta = 0.286$, $a = 16000 \text{ см}^{-1}$, $c_1 = 0.0376$, $c_2 = 0.2536$, $S_1 = 0.45$, $H = 1.00$

A - исходный и аппроксимирующий спектры отражения, B - исходный и реконструированный профили $N(z)$, (сплошные линии – исходные данные, пунктир – результаты аппроксимации и реконструкции).

Fig. 2. Restoration of a layer with high doping level:

$$S = 0.25 \cdot 10^{-4} \text{ cm}; N_{\max} = 3 \cdot 10^{19} \text{ cm}^{-3}$$

$$\delta = 0.286, a = 16000 \text{ cm}^{-1}, c_1 = 0.0376, c_2 = 0.2536, S_1 = 0.45, H = 1.00$$

A – initial and approximating reflection spectra, B - initial and restored levels $N(z)$, (firm lines – initial data, dotted line – approximation and restoration results)

IV. Список литературы

- [1] Balanis G. N. The Plasma Inverse Problem// J. Math. Phys. 1972.V.13. No.7. P.1001-1005.
- [2] Dwight L. J., Panayiotis V. F. The electromagnetic inverse scattering problem for layered dispersionless dielectrics // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1987. V. AP-35. № 8. P. 934-946.
- [3] Денисова Н. А., Корнеева Т. А., Резвов А. В. Обратная задача электромагнитного отражения от слоисто-неоднородных плазмоподобных структур со скачком показателя преломления. Направлено в Ж. вычисл. матем. и матем. физ., 2005 г.

RESTORATION OF HETEROGENEOUS PLASMA LAYER PROFILES USING EXACT MODEL SOLUTION FOR INVERSE PROBLEMS OF ELECTROMAGNETIC REFLECTION

Rezvoy A. V., Ivanov A. S., Denisova N. A.*
FGUP NPP «Polyot»

Nizhniy Novgorod State University*

Sq. Komsomolskaya, 1, N. Novgorod – 603600, Russia
phone: +7 (8312) 453529; e-mail: polyot@atnn.ru

Abstract – In order to restore the profile of free charge carriers in layer-heterogeneous plasma-like half-space using the method of electromagnetic reflection inverse problem, Gelfrand-Levitan-Marchenko equation was applied for the structures with jumping refractive index.

I. Introduction

In order to determine electron density of layered inhomogeneous plasma one can use exact solutions of Gelfrand-Levitan-Marchenko equation (GLME) in case of refraction index fractional rational function.

II. Main Part

In order to approximate restored plasma layers by GLME exact solution based on approximation of their reflection spectra in form of fractional rational function with three poles, model calculations were carried out with the profiles of electron density in the Epstein layer form:

$$N(z) = N_{\max} n(z) = 8N_{\max} \left(\frac{e^{2z/S} - 1}{(1 + e^{2z/S})^2} \right). \quad (2.1)$$

There were evaluated the approximation results of reflection spectrum from Layer 2.1 in silicon using fractional rational functions and restoration possibilities of the initial profile by GLME exact solutions for different pairs of N_{\max} , S values. A field of a relatively accurate restoration of inhomogeneous layered profiles was found using the method in question, i.e. the field defined by a single dimensionless parameter $\delta = S/\lambda_{p\max}$, where

$\lambda_{p\max}$ - wave length, corresponding to a maximum value of

plasma frequency in a layer. It is possible to obtain good profile coincidence (deviation 1-5%) at $0.25 \leq \delta \leq 0.5$, at $0.15 \leq \delta \leq 0.75$ the deviation may reach 15-20%. As a numerical example they put case of model reconstruction result of a thin electron layers in silicon at $n_1 = 1$, $n_2 = \sqrt{11.7}$, $S = 0.25 \cdot 10^{-4} \text{ cm}$, $N_{\max} = 3 \cdot 10^{19} \text{ cm}^{-3}$.

III. Conclusion

The paper comprises an algorithm of electron concentration profile restoration using electromagnetic reflectivity measurements. The algorithm is based on the use of exact model solutions of the GLM generalized integral equation.

DESIGN PARTICULARITIES FOR WIRELESS NETWORKS

Luntovskyy A., Gütter D., Schill A., Winkler U.
 Dresden University of Technology, Department of Computer Science
 Hans-Grundig-Straße 25, 01062 Dresden, Germany
 Phone: +49/0351/463-38261, Email: uw469478@mail.inf.tu-dresden.de
 WWW: <http://www.inf.tu-dresden.de>

Abstract – Particularities of design for innovative wireless networks – WLAN and WiMAX – are examined. Models and methods for wireless networks design are investigated. Main requirements as well as integration way into a XML-based network design environment is shown.

1. Particularities of WLAN/WiMAX-design

Particularities of WLAN/WiMAX-design.

WLAN/WiMAX [3, 4] design is very complicated via multiple influence factors. A distinguished feature of CN design is the fact that a lot of special experiences are required from the specialist, indeed:

The first aspect is strength considering of geometry due to limited reach (100m – 10Km), moreover considering of mobility for some standards is necessary (up to max. 250Km/h). All software decisions need 2D/3D- map of coverage area,

Use of simplified approximating formula for performance/load models in combination with picture processing techniques like

- **Propagation model** (free space, LOS/NLOS) – loss via attenuation at distance
- **Link Budget model** (Last Mile Access) – attenuation at receiver site with considering of distance, properties of transmitter and receiver and data rate (DR)
- **Path Clearance model** (NLOS) – heights of antennas of transmitter and receiver at basis stations (fig.1)

in combination with simplified approximating graphical algorithms for WLAN-design, for instance, **Multicolor Ink Spot Model and Algorithm** [5] is the second aspect.

Furthermore, it is estimation of obstacles' influence under condition that sources of interferences are "black boxes". The generalized parameters are the signal attenuation coefficients

Full monitoring or simulation (calculation) of transmitted signal quality **S** and **DR** at each coordinate pair **[X, Y]** is the next aspect. Very important is availability of visualization tools for monitored/simulated parameters: **{S, DR, X, Y}** in combination with the required map materials or building layouts, i.e. output of calculated areas as tables and pictures in different data formats (HTML, NDML as well as graphical formats).

There are some good software decisions for monitoring or simulation but only for WLAN 802.11 [3-5]. Partially these software decisions are tied to hardware purchase.

On the fig.2 a case study "university campus" for use of wireless links is shown:

2. Typical Models for Wireless Networks Design

In this work design tools for WLAN(802.11)- and WiMAX(802.16)-networks are examined. Standard tools like **Ekaheu Positioning Engine, Site Survey, Wi-Fi Tag, Radio Mobile Deluxe** can be integrated into **CANDY** with some new developed design applications for calculation under use of the following models:

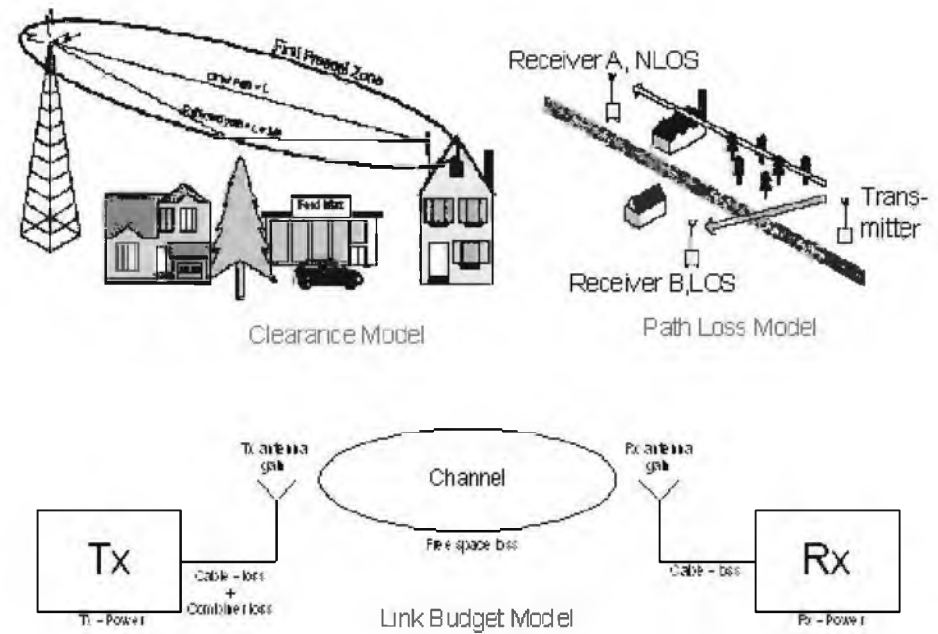


Fig. 1. Propagation and Link Budget models (Olexa-Smyth)

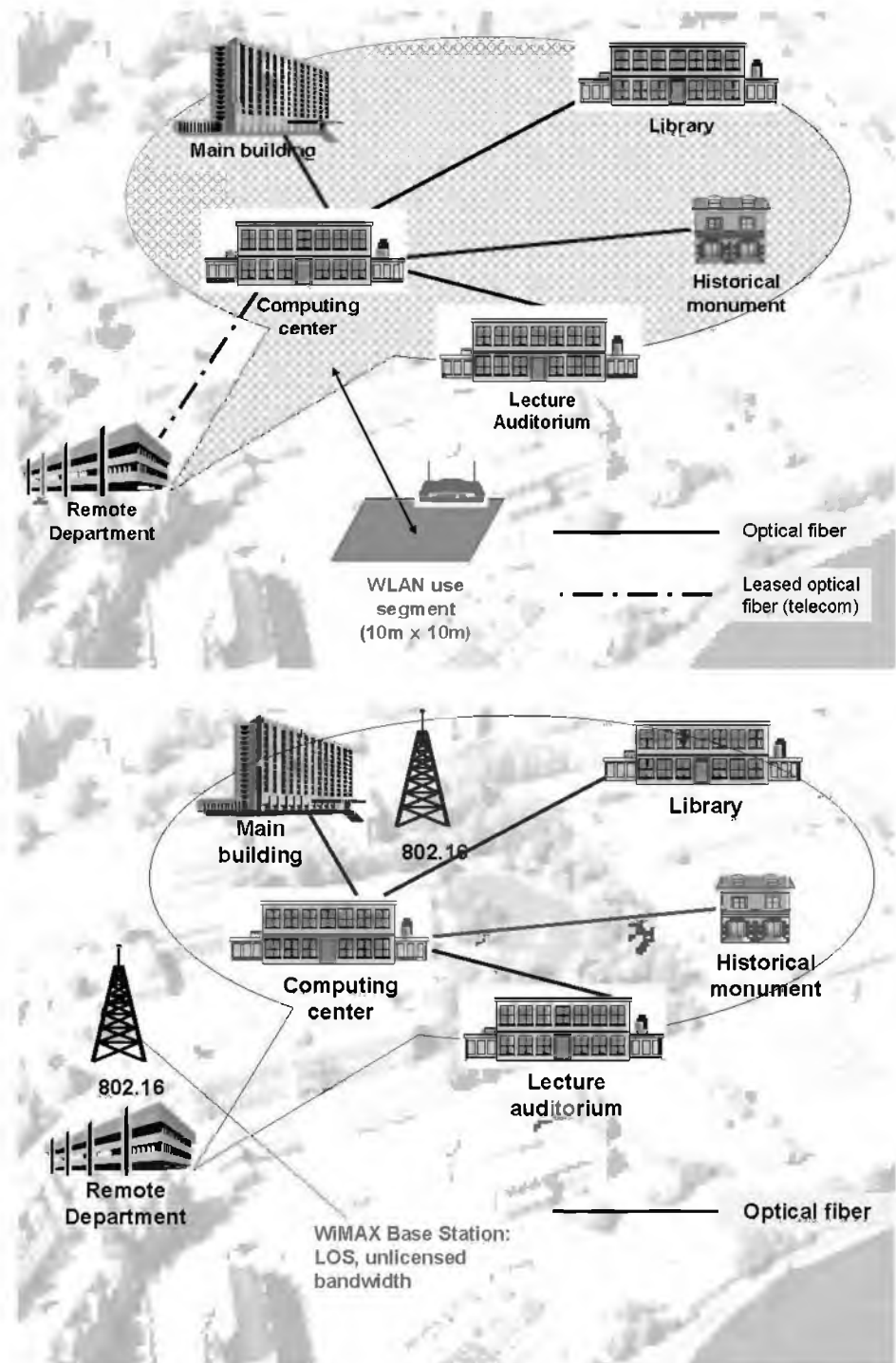


Fig. 2. Methodic of wireless network design with considering of existing cabling system and splitting of campus onto service sectors

Propagation Model (1)

$PL = \varphi(R, F);$

“Last Mile” Link Budget Model

$L = \varphi_1(\text{Power, Gain, Sensitivity, } F, R)$

$DR = \varphi_2(L, R, \text{Sensitivity});$

Path Clearance Model

$H = \varphi(R, F)$

Multicolor Ink Spot Model And Algorithm

$DR = \varphi(N, AP, x, y),$

where *PL*– path loss coefficient, *R*– distance (reach), *F*– carrier frequency, *L*– loss coefficient, [*Power, Gain, Sensitivity, H*]– transfer power, gain, sensibility and antenna height, *N* and *AP*– user and Access Point number, (*x,y*)– AP coordinates, *DR*– data rate. The following propagation models [3, 4] are relevant for WLAN/WiMAX (the bandwidth *F* = approx. 2 up to 6GHz):

- Free Space Model – calculation for LOS-links
- Street Canyon Model
 - relevant for NLOS-links with external antennas
 - used for urban areas
- Walfish – Ikegami Model
 - empirical model, relevant for macro-cells up to 5 km
 - able to calculation path loss coefficients in strong tiled areas (metropolitan areas)
 - considering of secondary radio waves paths created via inflection of rooftops into the streets
 - provider antennas must be installed inside of buildings
- Okumura – Hata Model (1968)
 - for suburbs and rural areas, forests, hills
 - relevant for frequencies under 1000MHz up to 20km and antenna heights up to 30m
- COST 231 – Hata Model (1996)
 - similar to Okumura – Hata Model
 - propagation model for in-door-installations with considering of wall attenuation
 - but indeed relevant for frequencies up to 1800MHz
- Lee Model (1982)
 - developed for analog mobile radio networks
 - relevant for frequencies over 450 MHz and receiver antennas heights under 3,5m at distance up to 10km.

The distance *R* as a parameter is influenced also via modulation method (QPSK, 16QAM, 64QAM). Some propagation models characteristics are given at Tables 1, 2 [3, 4]:

Table 1. Relevant propagation model for different mobile/wireless standards

Standards	Link Type LOS/NLOS	Relevant propagation model
2,5G/3G	NLOS	Hata / COST 231
802.11b,g	Hybrid	COST 231
802.16a	Hybrid	COST 231
802.16	LOS	Free space
802.20	NLOS	COST 231

Table 2. Cell sizes for frequencies *F*=3,5GHz and 5 GHz

Modulation type <i>F</i> =3,5GHz	DR, Mbps	Distance <i>R</i> , m			
		Free Space	Street Canyon	COST 231	Walfish-Ikegama
QPSK	30	12100	2740	230	90
16QAM	60	6800	1775	175	75
64QAM	90	3850	1140	110	50
Modulation type <i>F</i> =5GHz	DR, Mbps	Distance <i>R</i> , m			
		Free Space	Street Canyon	COST 231	Walfish-Ikegama
QPSK	30	8470	2100	160	65
16QAM	60	4750	1350	120	50
64QAM	90	2680	870	75	30

Such empirical models correspond more to reality: $\{R=0,6-0,9km, DR=20Mbps\}$, than the published theoretical parameters: $\{R=50km, DR=70Mbps\}$.

Characteristics of HATA-Model. Model *COST-231/HATA* is a combination of **path propagation and clearance models** and is applied for loss coefficient on the basis of the following parameters [3,4]:

$$PL[dB] = 46.3 + 33.9lg(F) - 13.82lg(H) + (44.9 - 6.55lg(H)) \cdot lg(D) + C, \quad (2)$$

where:

- A* – Path Loss;
 - F* – Frequency in MHz (between 700 and 2000 MHz);
 - D* – Distance between base station and terminal in km;
 - H* – Effective height of base station antenna in m;
 - C* – Environmental correction factors:
 - 2 dB for dense urban environment: high buildings, medium and wide streets
 - 5 dB for medium urban environment: modern cities with small parks
 - 8 dB for dense suburban environment: high residential buildings and wide streets
 - 10 dB for medium suburban environment: industrial area and small homes
 - 15 dB for rolling hills and forest with residential construction penetration margin
 - 26 dB for rural with dense forests and quasi no hills.
- Model predicts with a 50% statistical reliability. This can be increased to 70% by adding 6 dB fade margin, or to 90% by adding 10 dB fade margin in link budget.

Multicolor Ink Spot Model and Algorithm. There is approximated load model for calculation of real DR considering load parameters – user and AP number as well as their coordinates (fig.3):

$$DR = \varphi(N, P, x, y), \quad (3)$$

where *N* and *P*– user and Access Point number, (*x,y*)– AP coordinates, *DR* – data rate, $R^2=x^2+y^2$ – distance [5].

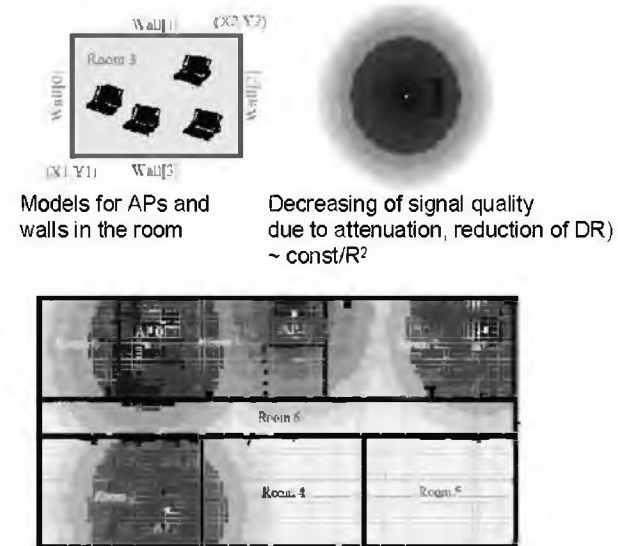


Fig. 3. Multicolor Ink Spot Model and Algorithm (<http://wiss.informatik.uni-rostock.de/>)

The model is regularly 2D and relevant for buildings but can be scaled into 3D-model and also used under "free space" conditions. Color intensity for each of neighbor AP is decreasing by the law $1/R^2$. Frequencies number for decoupled reuse (all-round 13 by WLAN802.11) is 3 ($N_{reuse}=3$), that is why there are 3 the same colors. The model parameters also are:

- L – wall number, n_r – user number for the room r
- $1/n_r$ – coloration ability for the room r
- DR_{max} – max. DR for AP, for instance, for 802.11b DR=11Mbps
- DR_{min} – min. DR for DR normalized to an user, for instance, for DSL DR=1Mbps
- $C_r(x,y)$ – color intensity in the segment $[X, Y]$ for the room r
- H – antenna height for AP, K – wall attenuation coefficient:

$P = DR_{min}/DR_{max} \cdot \sum_r N_r$	$K = \frac{1}{\prod_{0 \leq l \leq L} w_l}$	(4)
$D^i(x,y)^2 = x^2 + y^2 = R^2$ (regular 2D-case) or $D^i(x,y)^2 = x^2 + y^2 + H^2$ (3D)	$C_r^i(x,y) = K \cdot DR_{max} / D^i(x,y)^2 \cdot 1/n_r^i$	

Additionally the following variables must be defined:

- i, t – current variable for AP, iteration number
- l, j – common current variables
- w – current variable for description of wall properties (reinforced concrete, bricks, sandwich-type gypsum plaster).

Formal description of the **Multicolor Ink Spot Algorithm** is given below:

- Step 0. **START**
- Step 1. **FOR EACH** (x,y) **DEFINE** $n_{ir}=n_r$;
- Step 2. **CALCULATE** color intensity (according to formula (4)) by $0 \leq i \leq P$,
 $C_r^i(x,y) = \max \{ C_r^t(x,y) \}$ by $0 \leq t \leq P$;
- Step 3. **COMPARE** current color intensity
IF $C_r < C_r^i(x,y)$ **AND** $C_r > DR_{min}$
THEN $C_r = C_r^i(x,y)$;
- Step 4. **IF** all sets (x,y) already calculated
THEN GOTO END
OTHERWISE GOTO Step1;
- Step 5. **IF** $C_r^i(x,y) < DR_{min}$ (i.e. color intensity isn't satisfying)
THEN $n_{ir} = C_r^i(x,y) / DR_{min}$ **AND GOTO4**;
- Step 6. **END**

Some further features of the investigated model are:

- considering of attenuation effects of the walls
- considering of room geometry and load parameters
- considering of mutual effects from different APs and calculation of relevant user number
- calculation of limit values for distance and DR.

3. Software Implementation within CANDY

Requirements to monitoring and design tools for wireless networks. With use of the automation tools the radiated power of AP, Access Points (802.11), or BS, Basic Stations (802.16), can be graphically represented (fig.4):

Parallel with manual (X,Y)-location there are also GPS-interfaces (**Global Positioning System**) frequently available to locate (X,Y) automatically. The tools for wireless networks design must satisfy to some requirements. All discussed requirements can be represented via the following table 3:

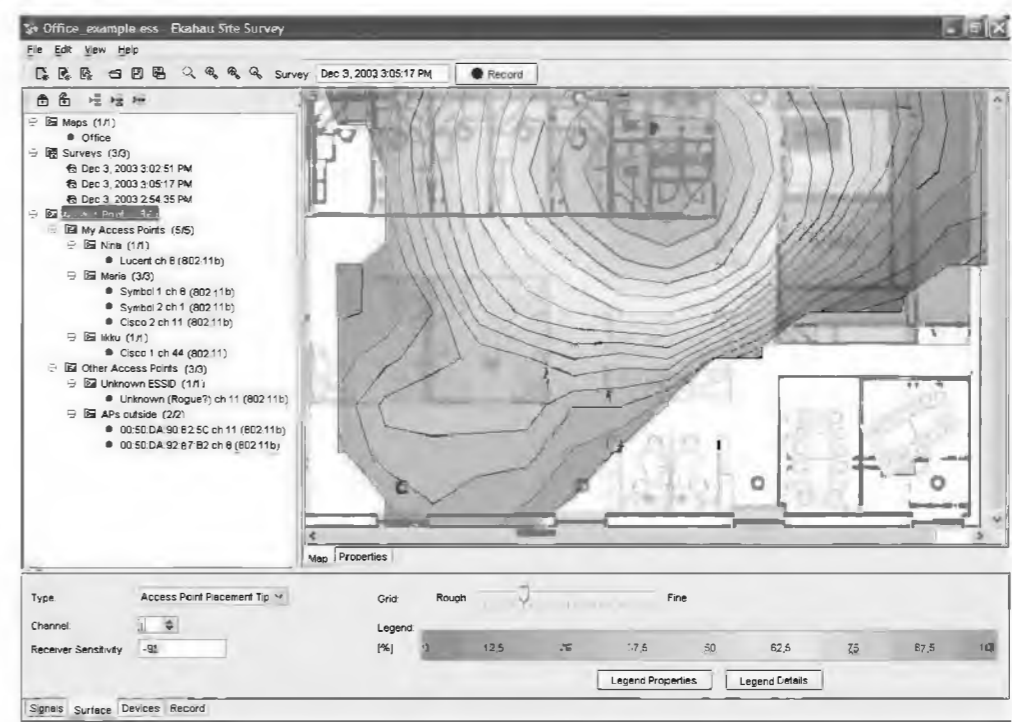


Fig. 4. Visualization of WLAN design results (<http://www.ekahau.de>)

Table 3. Requirements to monitoring or simulation tools for wireless networks

Property	Monitoring and design system for WLAN/ WiMAX
Recognition of AP/ BS	+
Measurement of signal quality	+
Use of GPS-interface	Provided
Measurement analysis	+
Visualization of vectors (X,Y,Data)	Time diagrams of signal power, campus maps
New networks planing	2D
Modeling / Simulation	Date rate DR, radiated power S

Integration into CANDY. In this work complex models for WLAN(802.11)/ WiMAX (802.16) design are proposed. As a integrating component for design applications acts problem-oriented **NDML - Network Design Markup Language** [1,2], which organizes mapping of the documents for corporate networks design as well as their wireless sub-systems. A special data format **RadioNDML for WLAN** is used in the frame of actually created modification of the language - NDML2.0 (fig.5):

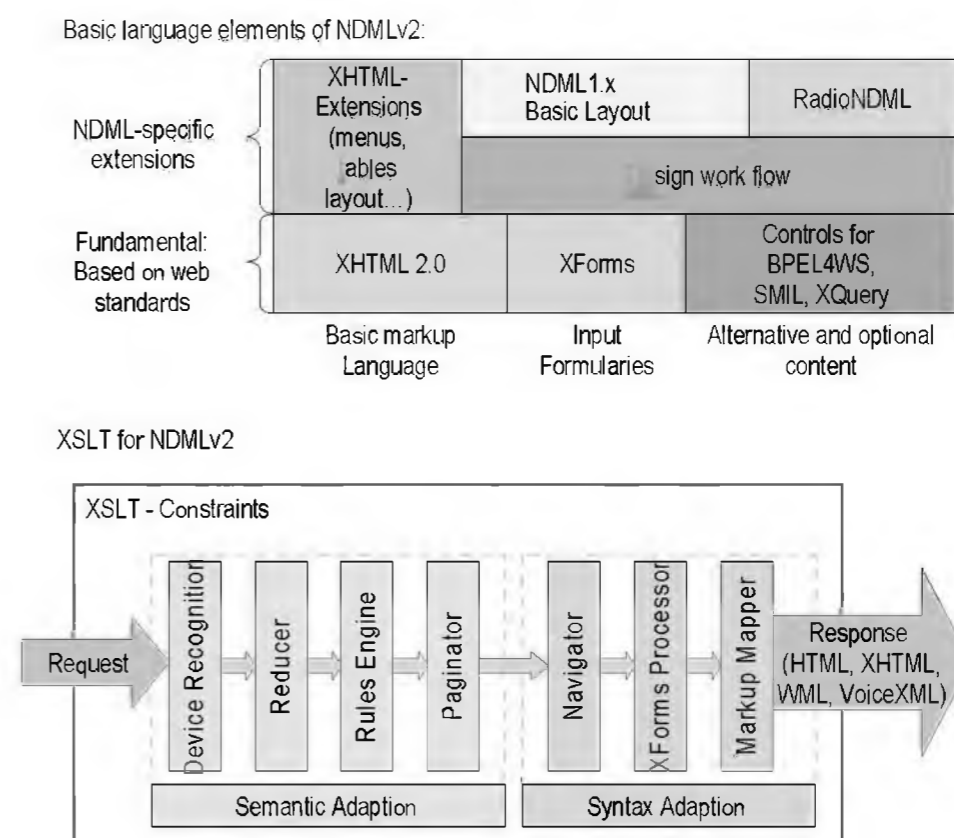


Fig. 5. NDMLv2 as integration component (Orlando 2004-2005)

NDML v2 is procedural (with design workflows statements) and will be based on XHTML 2.0, XForms,

SMIL, BPEL4WS and XQuery standards. Mapping into XML-DB will be optionally provided in the new NDML-Language-Profile. The XSLT-architecture for NDMLv2 transcoding is given in fig.5. XSLT-architecture elements are aimed for:

- Device Recognition – end-device supporting
- Reducer – document text reducing & normalization
- Rules Engine – document semantic checking
- Paginator/Navigator – document splitting into displayed segments and segment navigation
- XForms-Processor – forms (formulary) processing for e.g. DB-queries
- Markup Mapper – trans-coding into target formats.

NDMLv2 -content can be for design can be invariant represented on mobile end-devices with limited screen resolution and navigational abilities (PDA, mobile phone).

4. Conclusions

1. Well-known models and methods of WLAN/WiMAX design are examined. The above mentioned models and methods are embedded into the proposed interdisciplinary methodology for corporate networks design, based on NDM and described via NDML, together with methods for infrastructure networks design. Those models and methods built the basic principles to implementation of software tools for WLAN/WiMAX-design.
2. **CANDY (Computer-Aided Network Design utility Framework)** possesses some evident advantages like:

- Tools simplicity, open source freeware, free of costs
- Use XML as main integrating component
- Use Java as main program-technical component
- Openness (Framework) to extension via new tools including the above mentioned
- Orientation to Java-Tools brings possibility to manage the current versions of CANDY and to transform the framework to an Open Source Project.

5. References

- [1] *Luntovskyy, A., Schill, A., D. Gütter, G. Pfeifer, A. Panchenko, V. Vasyutynskyy: Computer Network Modeling and Analysis Using XML-Descriptions; The 9th World Multi-Conference on SYSTEMICS, CYBERNETICS AND INFORMATICS (WMSCI 2005), July 10-13, 2005, Orlando, Florida, USA, pp. 283-288, ISBN 980-6560-54-3.*
- [2] *A. Luntovskyy, A. Schill, D. Gütter, G. Pfeifer, A. Panchenko, CANDY: Integrated Environment for Network Design. Proceedings of SCI 2004, Orlando, pp. 252-257, ISBN 980-6560-13-2.*
- [3] *Clint Smith, John Meyer: 3G-WIRELESS WITH 802.16 AND 802.11/ WIMAX AND WIFI (ISBN: 0-07-144082-8, 10/2004).*
- [4] *Ron Olexa. IMPLEMENTING 802.11, 802.16, 802.20 WIRELESS NETWORKS (ISBN: 0-7506-7808-9, 09/2004).*
- [5] *Helena Unger, Djamshid Tavangarian, Steffen Silberbach. Simulationsbasierte Planung von Wireless LAN HotSpots/ Institut für Technische Informatik, Fachbereich Informatik, Universität Rostock, 2003.*

CONCEPT OF INTEGRATED ENVIRONMENT FOR NETWORK DESIGN

Luntovskyy A., Gütter D., Schill A., Winkler U.
 Department Computer Science
 Dresden University of Technology
 E-mail: uw469478@mail.inf.tu-dresden.de

Abstract – This work examines CANDy and NDML concepts. CANDy, Computer Aided Network Design utility is a concept for an efficient XML-based integrated network design environment. Its integrating components are NDML (Network Design Markup Language), an XML-based problem-oriented language developed for representation of information components related to network projecting within documents. Its design supports interoperability with the XML family of tools and protocols. It provides a set of components to meet the needs of network design.

I. Introduction

Presently computer networks are mostly designed by experts, using their high amount of network related knowledge and experiences. Apart from creative work there is also a lot of routine work.

It exist the possibility to design computer networks with the use of some existing design tools, but the automated tasks are unfortunately few. A concept for an efficient XML-based design system is examined in this work. The following aspects are essential: to analyze and to apply basic logical-mathematical models, standards, languages, interfaces and design applications, to create a design workflow and to develop a concept of a design workbench for computer networks.

All the above mentioned distinguished features unfortunately exist only partially in the presently used tools, without clear interfaces and special design languages.

Our aim is to describe an *Integrated Design Environment* with the following properties: openness due the use of XML interchange data format, design stage inheritance in the frame of existing workflows, design stage inheritance in the frame of existing workflows and openness of applied simulation tools [1], [2], [4].

II. The CANDy Approach

Existing stages of network designing are development of network concepts using existing patterns and heuristics for LANs, visualization, structure analysis, design rule checking, testing, proposals for administration and network management [5]. Additional quantitative models could be used to simulate the load and capacity behavior and to gain accurate cost estimation [3]. The result of the whole design process is a set of different documents - either in human or computer readable formats. With that design the network can be installed by a company. The network model could be used for testing and validating the installation and be the basics for monitoring tools supporting the work of the administrator. The whole process is supported by workflows, tools and methods for content management and creation, and business process management.

The central elements in our approach is a informational model for computer networks, which we call *Network Design Model (NDM)* and a XML based, design language *NDML (Network Design Markup Language)*. Both are used by CANDy (*Computer-Aided Network Design utility*). CANDy will provide a workbench for designing computer networks.

III. NDML

As a integrating component for design applications acts a XML based, problem-oriented *NDML - Network Design Markup Language*, which organizes mapping of the documents for corporate networks design as well as their wireless sub-systems.

NDML is developed for representing information components related to network projecting within documents. It's designed to support interoperability within the XML family tools and protocols. It provides a set of components to meet the needs of network design.

XML will soon be Esperanto for design applications due to increasing support by modern software products [3]. The XML language can be simultaneously used as integrating component and communication interface because the model of a computer network can be described via XML, a common format facilitates the cooperation of several tools and XML organizes mapping of design objects and communication protocols to design applications. Therefore, XML can be used as an integration component as well as a communication interface.

NDML1.x dialects are developed in the frame of CANDY-Project (2002-2005) and had the following important disadvantages: first of all it was initially defined as a completely declarative description language (not-procedural, then e.g. no workflows descriptions) and we used only the web standards HTML, XML, XSL, XSLT, XPath.

Basic language elements of NDMLv2:

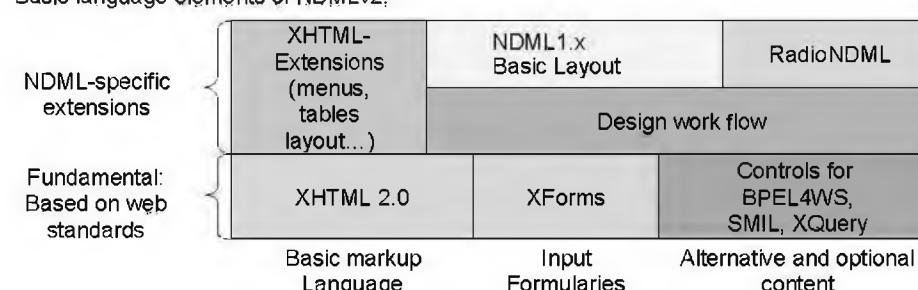


Fig. 1. NDMLv2 as integration component (Orlando, 2004-2005)

In the future NDMLv2 will become procedural (with design workflows statements) and will be based on XHTML 2.0, XForms, SMIL, BPEL4WS and XQuery standards. Mapping into XML-DB will be optionally provided in the new NDML-Language-Profile. Modified NDMLv2 can be used by mobile design applications on end-device of different types. XSLT-architecture elements are aimed for:

- *Device Recognition* – end-device supporting
- *Reducer* – document text reducing & normalization
- *Rules Engine* – document semantic checking
- *Paginator/Navigator* – document splitting into displayed segments and segment navigation
- *XForms-Processor* – forms (formulary) processing for e.g. DB-queries
- *Markup Mapper* – trans-coding into target formats.

Therefore, the *NDML*-content for design can be invariant represented on mobile end-devices with limited screen resolution and navigational abilities (PDA, mobile phone).

A special data format *RadioNDML for WLAN* is used in the frame of actually created modification of the language - *NDML2.0* (fig.5)

IV. NDM

The NDM is built on the basis of the topology descriptions of the network in *NDML* augmented with functionality of each concrete design application.

The NDM is defined by the Model *M*

$$NDM = M(\alpha, F, L, B, T, R)$$

where

- α design document algebra
- F formula calculus for documents
- L design language
- B type of design document retrieving
- T syntax tree obtained on the basis of ERA- representation normalizing
- R corresponding relations

The following components of given sextuple are analyzed

- (α, F) – manipulation component of NDM for design documents
- L – linguistic component of NDM, represented via *NDML*
- (B, T, R) – OO-relational structures of NDM retrieving

The basic operations for α - algebra for documents (*theoretical-set- and specific document operations*) are introduced and their properties are described in our next publication. The elaborated model *NDM* enables to manipulate with XML-based design documents on the basis of proposed *algebra and formula calculus*, as well as to retrieve the above mentioned documents in the *repository* in form of *XML-based data structure (syntax tree)* or, dual, *OO-relational data base*. The α - algebra can be definitely mapped onto *design language L*.

The position of *NDM* within the general design workflow is shown in figure 3.

V. CANDy

CANDy, as the Design Utility, consists both of new components such as *NDML* and its tools as well as of existing tools such as *NS-2* that are tightly integrated via appropriate interfaces.

The architecture of the *CANDy*'s concept of the Integrated Development Environment for network design is given in figure 2.

Besides some management tools like the *ProjectManager*, a basic element of *CANDy* is the *NetEditor*, a graphical user interface helping the planer to develop a basic net concept. Supported by a rule-checker, optimizing- and simulating tools the network concept will be iterative improved and corrected and almost optimal design could be reached. The *BillReport* supports the *Manager* to get an idea of the costs. At each step is it possible to go back and improve and adapt the network design.

The combination of developed tools by the *CANDy*-team and third-party tools will give us enough flexibility to test and improve further development stages and ideas and helps us to stay in touch with today's state-of-the-art technologies and current developments in the field of network design. Furthermore the *CANDy*-Framework provides for us a playground for scientific works and educational purposes.

An overview over all tools provided or supported by *CANDy* is given in table 1.

Table 1. *CANDy* provided tools (or in planning)

Tools provided by <i>CANDy</i>	Third party tools
Project Manager NetEditor NDML-Editor Rule Checker Bill Reporter Queuing Analytical Tool Multivariate Statistical Analysis Linear Optimization Documentation Tool Repository/Database XSLT-Converters	<i>MS Visio, Sourceforge Dia</i> <i>AutoDesk / AutoCAD</i> <i>NS-2</i> <i>Acrobat-PDF</i> <i>Export/Import-Tools like</i> <i>MS Office</i>

All tools and components developed by our *CANDy* team will be written in *JAVA* and will be released under an Open Source Licenses (which one is not decided yet). In fig.3,4 the architecture of *CANDy* as an XML/XSL-based CAD-Tool for Network Design is represented.

For the future developing further front-ends for the following important simulators are planed: *Berkley Network Simulator NS-2*, *OPNET IT Guru*, *Modeler*, *WDM Guru*, *Ekahau Positioning Engine*, *Site Survey*, *Wi-Fi Tag*, *HP/Compuware Corporation COMNET III*.

Furthermore an optimization of the *CANDy*-database will be achieved by use of OO-relational XML-DB driven by *XQuery*.

VI. References

- [1] A. Luntovskyy, A. Schill, D. Gütter, G. Pfeifer, A. Panchenko, *CANDy: Integrated Environment for Network Design*. Proceedings of *SCI 2004*, Orlando, pp. 252-257, ISBN 980-6560-13-2.
- [2] Luntovskyy, A., Schill, A., D. Gütter, G. Pfeifer, A. Panchenko, V. Vasyutynskyy: *Computer Network Modeling and Analysis Using XML-Descriptions*; The 9th World Multi-Conference on SYSTEMICS, CYBERNETICS AND INFORMATICS (WMSCI 2005), July 10-13, 2005, Orlando, Florida, USA, pp. 283-288, ISBN 980-6560-54-3.
- [3] Buchholz, P. *Kapazitätsplanung und Leistungsbewertung verteilter Systeme*, Manuskript zur Lehrveranstaltung an der Professur für Modellierung und Simulation (Institut für Angewandte Informatik), 2003.
- [4] Schill, A.: *Vorlesungsskripte an der Professur RN*, http://www.m.inf.tu-dresden.de/scripts_lsm/Lehre/, 2005.
- [5] Stoman, M.: *NETWORK AND DISTRIBUTED SYSTEMS MANAGEMENT/ Imperial College of Science, Technology and Medicine at University of London/ Addison-Wesley, 1994, 665 pages.*

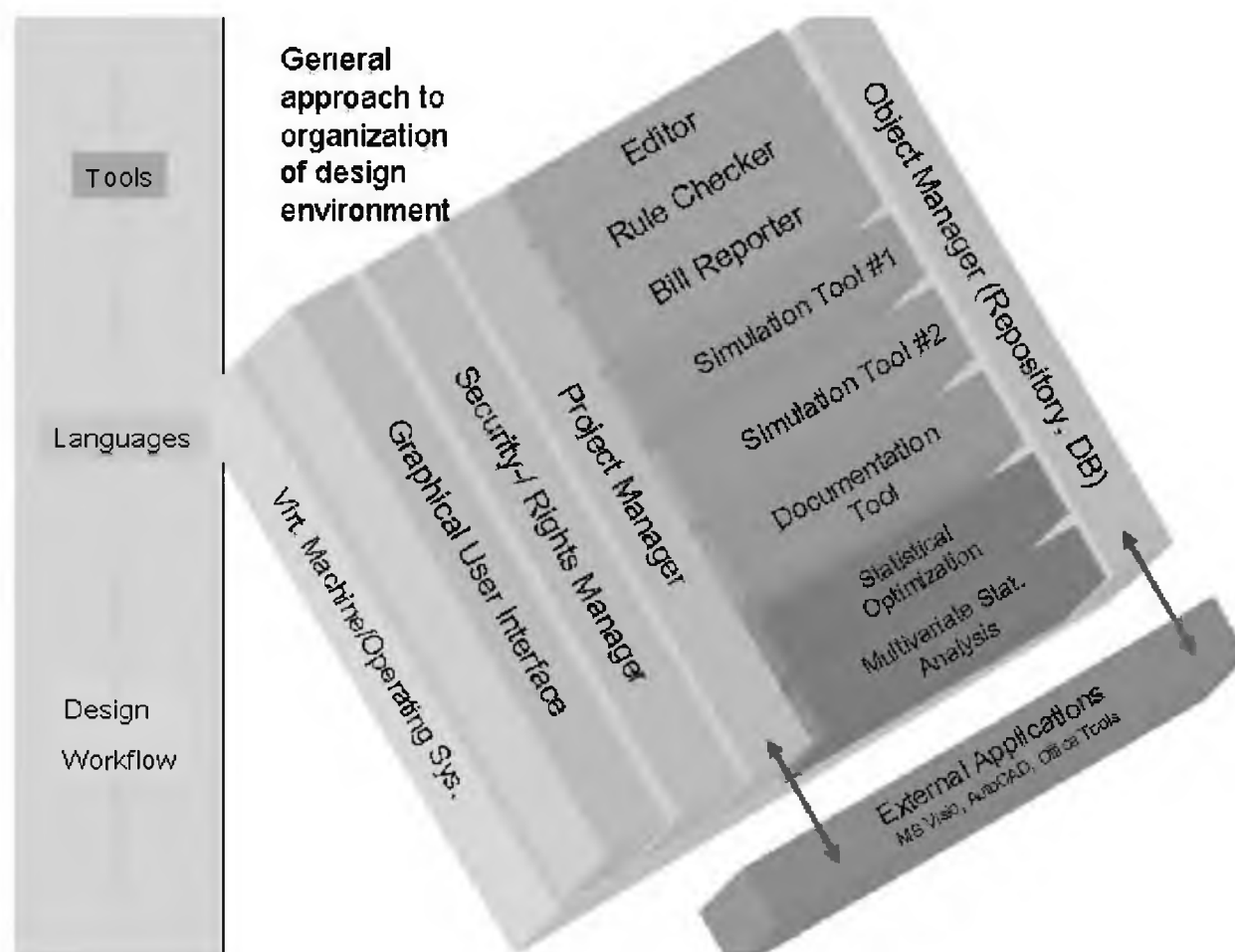


Fig. 2. Development Environment, Orlando 2004

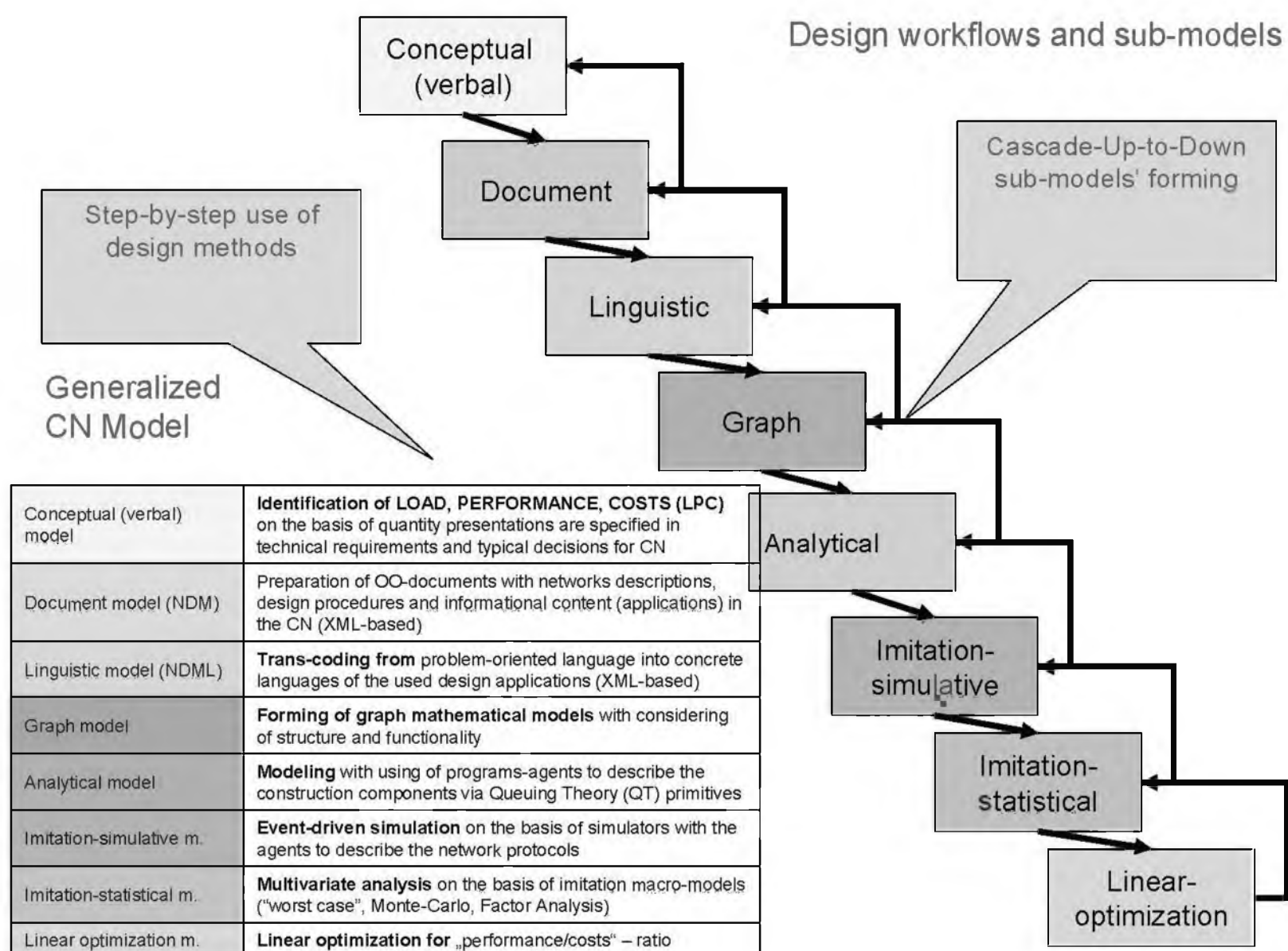


Fig. 3. NDM and NDML as of the general design workflow

STATUS OF THE 70 METER ANTENNA IN YEVPATORIA

Vari 't Klooster C. G. M.⁽³⁾, Korovalenko A. A.⁽¹⁾, Nabatov A. S.⁽²⁾, Falkovitch I. S.⁽¹⁾,
Ulyanov O.⁽¹⁾, Suslov L.⁽¹⁾, Petrenko A. G.⁽¹⁾

⁽¹⁾ Institute of RadioAstronomy of the National Ukrainian Academy of Sciences
4 Krasnoznamennaja Str., 61002 Kharkov, Ukraine.

Tel: +380-57-7061412, E-mail: akonov@ira.kharkov.ua, falk@ira.kharkov.ua, oulyanov@rian.kharkov.ua

⁽²⁾ Institute of RadioAstronomy of the National Ukrainian Academy of Sciences
Yevpatoria, Ukraine

Email: asna@ia.crimea.ua, asna@evpatoria.com

⁽³⁾ESA-Estec, EEA

PO Box 299, 2200 AG, Noordwijk, The Netherlands

Email: kvtkloos@esa.int

Abstract – Information is given about status of the 70 m antenna in Yevpatoria (Ukraine) with recent results. A new S-X band receiver front-end has been installed made by 'Saturn' in Kiev [6]. Apart from the transmitting equipments (P-band and C-band) and older receiving equipments, new radio astronomy receiver front-ends have been recently installed. This paper reports about antenna status, addressing some critical antenna parameters. Tests have been carried out in different frequency bands. Reception of signals from Mars Express and Rosetta was done. A radio science receiver configuration with real time Fourier transformation has been used to inspect spectra and assess frequency, without demodulation. Indications are given for future activities. 'Non-technical' aspects are indicated as well: progress depends not always on instrumentation, radio-physical or electro-mechanical knowledge and related parameter settings.

1. Introduction

The background and some history as well as plans for utilisation at decimetre and centimetre wavelengths of the 70 m antenna were described in [7]. It is realised, that the design of the efficient dual reflector 70 m antenna was carried out > 25 years ago, before other 70 meter antennas elsewhere received a surface upgrade to arrive at higher efficiencies and well before multi-parameter optimisation schemes for axis-symmetric dual reflector systems were available as possible today [8]. One may find old information in [1,2,3,4,5]. The highest operational frequency was in C-band, until recently an X-band receiving front-end was installed.

Several Venera missions were launched. Fig. 1 shows a picture [9] sent by Venera-14, with a low gain antenna in the picture, which provided the link to Yevpatoria. A large amount of radar data was received in 1983/84 from Venera 15 and 16 missions around Venus, forming the basis of World's first atlas of the surface on the Northern hemisphere of Venus [9], based on Synthetic Aperture Radar. The 70 m (Fig.2) antenna was planned for the (regrettably unsuccessful) Mars 96 mission and had permanent involvement in radar experiments.



Figure 1. Panorama from Venera 14 Lander (Venus), low-gain antenna deployed at about 1/3 from the left

Activities for space applications have been limited in recent years. Frequencies in S and X band were not used for interplanetary missions, like elsewhere. The

Institute of Radio Astronomy (IRA) of the Ukraine Academy of Sciences in Kharkov has been in charge of technical management of the RT-70 telescope since early 90's. After building and installation of cryogenically cooled front-ends for 0.327, 1.6 and 4.8 GHz, an S-X band front-end has been manufactured by 'Saturn' [6] within the frame of a contract "Interferometer" with Ukraine Space Agency and technically managed by IRA.



Figure 2. Yevpatoria RT-70 Antenna

A recent meeting early March 2005 indicated potential as well for future cooperation with the European Very Long Baseline Interferometry Network (EVN). Synergy with space applications is within potential reach as well.

An activity financed by ESA was initiated to explore antenna parameters in particular for S and X band and to carry out RF-signal reception from ESA's spacecrafts Mars Express. Also a signal from ESA's spacecraft Rosetta was received (with instrumentation available). There was no demodulation and no formatting, thus no data storage or recording, only RF signal reception with investigation of the carrier frequency. Some results of the latter activity are presented here, indicating certain perspective and possible areas for further work.

2. Cryogenically Cooled Front-Ends

The new cryogenically cooled S-X band front-end has been installed in an available space in the cabin near the secondary focus. Six feeds are arranged on a circle below this focus on top of the cabin. One of the six feeds can be selected by rotating a small dual reflector assembly, which acts as a beam-waveguide to connect the selected feed to the secondary focus. The latter

beam waveguide has been optimised in the past for some specific frequency bands, including the 6 cm band (C-band). Two high power sources of 200 kW were installed for this frequency band. Performances have been optimised for the small beam-waveguide with diffraction 'spoilers' in experimental manner (Fig.3). Lower frequency bands may have experienced some constraints due to these elements. L-band performances with the new cryogenically cooled receiving front-end have been relatively good [7]. The feed-system for 327 MHz has been realised with two groups of 4 helical elements (opposite polarisation) and placed around the secondary focus (Fig.4). Further optimisation is planned to realise higher effective receiving area for this band.



Figure 3. One of the reflectors in the dual-reflector band selector for frequency band selection, with diffracting edge elements, designed in the 80's [2]

Following an installation of the S-X band receiver front-end by "Saturn" in August 2004, testing with the new S-X band front-end started (September 2004). The cryogenic front-end provides IF signal (100-600 MHz) for further processing. A maser stabilised first heterodyne frequency at 8.08 GHz (X-band) permits both circular frequencies (one is used) and today the S-band (1st IF derived from a maser at 2.02 GHz) permits only one linear polarisation. The feed system is (an old) coaxial one for S-X band. Tests showed an unexpected, relatively high system temperature. This is a subject for further investigation. Improvement of the latter feed is planned. A highly stable two-channel continuum radiometer (5 MHz bandwidth, 1 sec integration time) provides a selected band of 175 ± 2.5 MHz, from which an 8-channel 14-bit A/D converter takes the signal for digital processing. S-X band data are simultaneously stored, with exact time markers (at a specified rate).



Figure 4. Feed system (327 MHz) and 6 feeds below with dual reflector frequency band selector (fig.2 shows one mirror of this beam-waveguide selector)

The antenna system is pointed to selected radio sources out of a list available (radio galaxies and quasars with a small angular extent and known flux densities). Different pointing programs are available, like tracking of a small point source, taking into account the Earth rotation, or scanning a source or a data acquisition using a radio source scanning with not moving the antenna and exploiting the Earth rotation (accurate pattern test).

2.1. S-X Band Initial Results

A signal was taken from different radio-sources for the exploration of antenna parameters. An example is shown for Virgo-A (3C274), which provided the result shown in fig.5. On the left in this figure the S and X band responses for the situation in which the antenna was stopped, thus moving over the source thanks to the Earth rotation.

In Figure 5 (right-side) one observes results for program controlled source tracking for longer time. The power is in linear units and a minute marker is indicated in the plot as well on the bottom.

The horizontal axis in Figure 5 is the time axis. Patterns in Figure 5 on the left are repeated in Figure 6 and show a scan over the source, by a fixed RT70 antenna, using the Earth rotation. Good symmetry is observable and the side lobe level is below 10%, as far as noticeable for the radio source as used. With a declination of the source 3C274 of $\delta=12^\circ 40'$ and precision time information within the levels at half the maximum signal strength, the half-power beam width is obtained as:

$$\theta_{0.5} = 0.25 \cdot T_{0.5}(\text{sec}) \cdot \cos(\delta) \text{ arcmin},$$

(The Earth rotating at 0.25 arcmin/sec and latitude δ).

From measured data, using precision time, one obtains:

- for X-band: $\theta_{X0.5} = 2.1 \pm 0.2 \text{ arcmin}$,
- for S-band: $\theta_{S0.5} = 7.8 \pm 0.2 \text{ arcmin}$,

These values compare with theoretical expected values, which follow from:

$$\theta_{0.5(\text{theor.})} = 57.3 \cdot 60 \cdot \lambda/D \text{ arcmin},$$

with $D = 70$ meter and $\lambda = 0.13$ or 0.035 for S-band or X-band respectively. This leads to expected values:

- for X-band: $\theta_{X0.5} = 1.73 \text{ arcmin}$,
- for S-band: $\theta_{S0.5} = 6.3 \text{ arcmin}$,

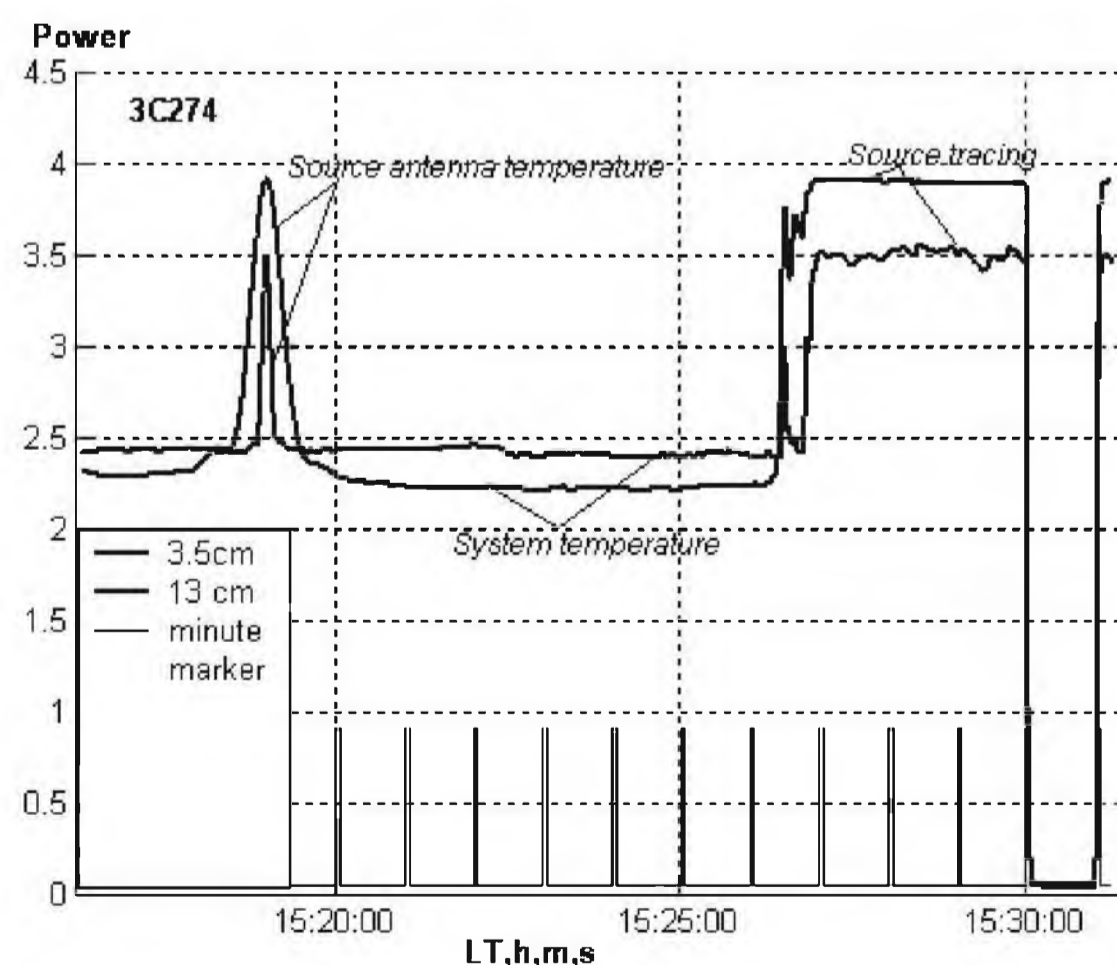


Figure 5. Antenna Pattern (left) in S (upper) and X-band and Source Tracking (right) for S and X band

Slightly larger values follow from the measurements. A difference is observed of from uniform of some 20% (X-band) and 23% (S-band).

It is expected that there is some field tapering, but it also indicates, that possibly the feed patterns and the dual-mirror small beam-waveguide might be investigated for potential better optimum efficiency.

The sub-reflector in the Gregorian antenna system can be displaced in axial and in lateral direction.

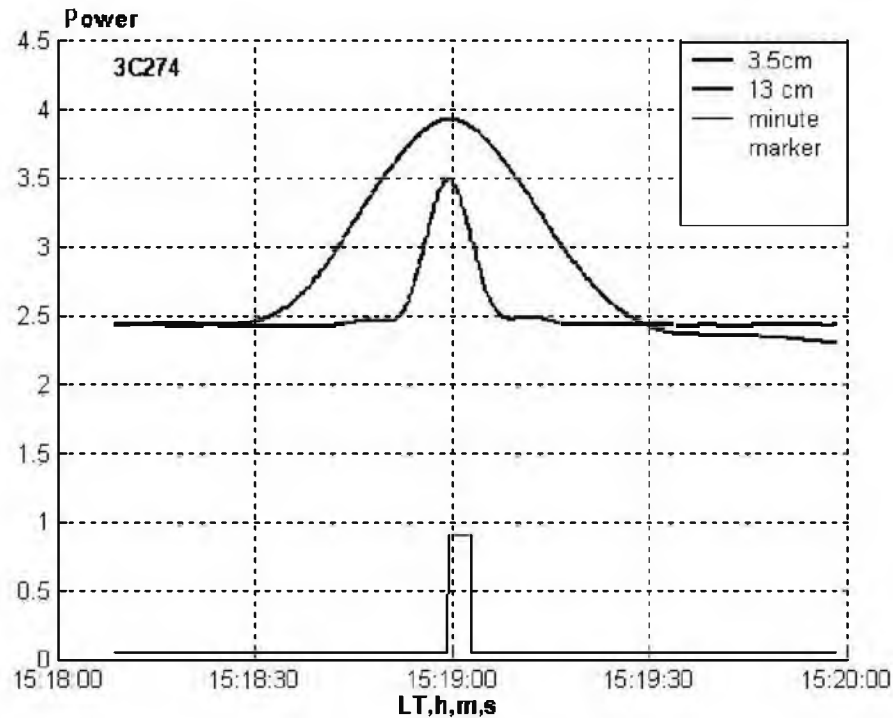


Figure 6. S and X-band patterns from fig. 4

A test showed an interesting effect: For the S-band frequency, the lateral displacement showed an effect, which was opposite to the effect shown in X-band. The X-band channel is circularly polarized and so in case of some offset reflector, there is a small beam-squint. The S-band channel is linearly polarized, thus no beam-squint, but some additional cross-polarisation. It may explain results. Additional investigation is suggested.

The axial displacement shows the expected result and indicates that the position is optimum for both bands. Figure 7 shows test results for lateral (left-side around the time indicator at 15:55). Around time 15:56 to 15:59 it shows the effect of an axial displacement of the sub-reflector. The maximum level at 15:57:40 indicates, that the sub-reflector is correctly positioned in axial sense.

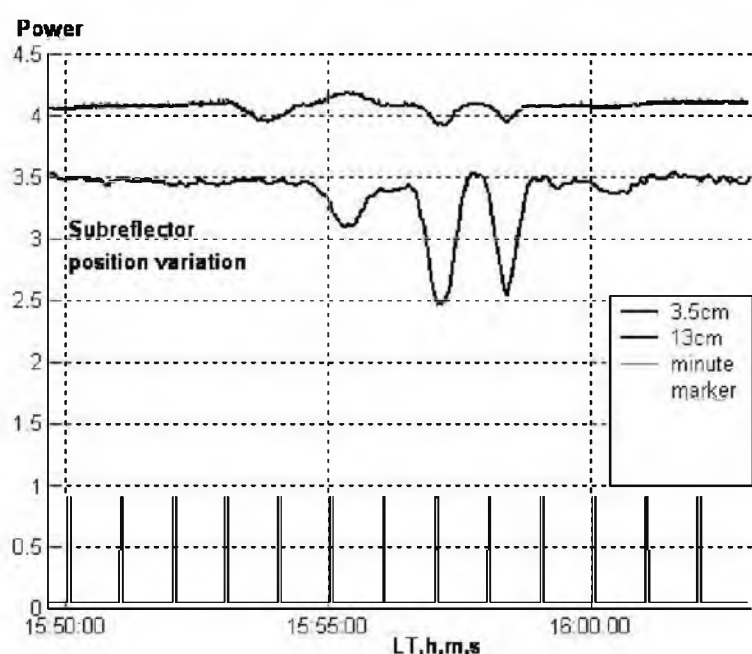


Figure 7. Lateral (left) and axial (right) displacement of the sub reflector

The ratio of effective area and system temperature is a main criterion for antenna sensitivity and is derived, using radio astronomical source with a given signal flux density S. For one polarisation (factor 0.5) one obtains:

$$k T_A = 0.5 * S * A_{eff}$$

with k = Boltzman constant = $1.38 \cdot 10^{-23}$ W/K*sec.

With a total system temperature T_{SYS} we get for X-band, with $T_A + T_{SYS} = 3.46$ and $T_{SYS} = 2.36$ (off-source value), that $T_A = 1.1$ units (power related).

For S-band we get, with $T_A + T_{SYS} = 4$ units, $T_{SYS} = 2.36$ units and $T_A = 1.54$ units (in power units in Figure 7).

With a flux density of the source 3C274 in S-band of about 150 Jy (1 Jy = Janski = 10^{-26} Watt.m².Hz⁻¹) and in X-band of about 50 Jy, we obtain:

$$\text{- for S-band: } A_{eff} / T_{SYS} = 12 \text{ m}^2 / \text{K},$$

$$\text{- for X-band: } A_{eff} / T_{SYS} = 26 \text{ m}^2 / \text{K},$$

With this a System Equivalent Flux Density follows from: $SEFD = 2 * k * T_{SYS} / A_{eff}$.

Estimation of the effective area is 2000 to 2500 m² and the system temperatures follow:

$$\text{- for X-band: } T_{SYS} = 77 - 96 \text{ K},$$

$$\text{- for S-band: } T_{SYS} = 167 - 208 \text{ K}$$

The high temperature T_{SYS} for S-band needs further investigation. It can be due to old S-band feed system and potential standing wave interaction at the input of the first LNA. A sensitivity analysis indicates $\Delta T = 90$ mK for X-band and $\Delta T = 2$ mK for S-band.

The energetic potential or SEFD for RT-70 is better than reported values of many 25/35 meter class antennas by some 3 (S-band) to 7 dB (X-band). The deviating value for S-band needs more detailed investigation.

3. Pointing Aspects

A quasi-systematic pointing error has been evaluated. It varies from 0 to 4 angular minutes, when the elevation angle changes from 90° to 0°. This is investigated in more detail and below additional results are given.

Experience over years had shown systematic pointing errors of several arc minutes or a similar magnitude as the beam width at 6 cm wavelength. Such a systematic error must be taken into account.

Pointing was evaluated recently at 6 cm wavelength. The system temperature $T_{SYS} = 35$ K (using the moon, which fills the beam) and effective area $A_{eff} = 2200$ m² were determined, using 3C147 with flux density of 8 Jy at 6 cm wavelength.

Point sources 3C147 and 3C295 were observed, using the movement of the sources in the sky and scanning the antenna in elevation. The observation directions are shown in Fig. 8 and 9 and resulting deviations from the known direction at the time are shown in Fig. 8.

The systematic error is derived from Fig. 8. A residual pointing error resulted of 20". Also systematic hysteresis was observed, when moving either up (upper group along an inclined curve - fig.8) or down (lower grouping - black - along the inclined curve).

The result is important: for 3.5 cm wavelength one must take pointing errors carefully into account.

It is observed (fig.8), that a lower elevation limit is about 13°. The results were derived also for 3.5 cm wavelength for source positions as indicated in Figure 9. In Figure 10 the results are plotted together with the 6 cm results. Fig.11 shows an approximation together with measurement data.

As indicated from Fig.8 and 10 one may approximate the systematic pointing behaviour. There is a change and some deviation for about 45° of elevation. This subject deserves further attention, in view of the higher sensitivity to pointing errors for 3.5 cm wavelength.

It may need further investigation to check in how far a full 2D (azimuth/elevation) pointing matrix is to be de-

rived and to be included in the pointing programs or that it can be described with polynomial description for pointing (as function of elevation and azimuth). This may require more data. Fig. 9 includes both S and X band data points. Fig. 11 shows an approximation of the pointing data with the formulas indicated.

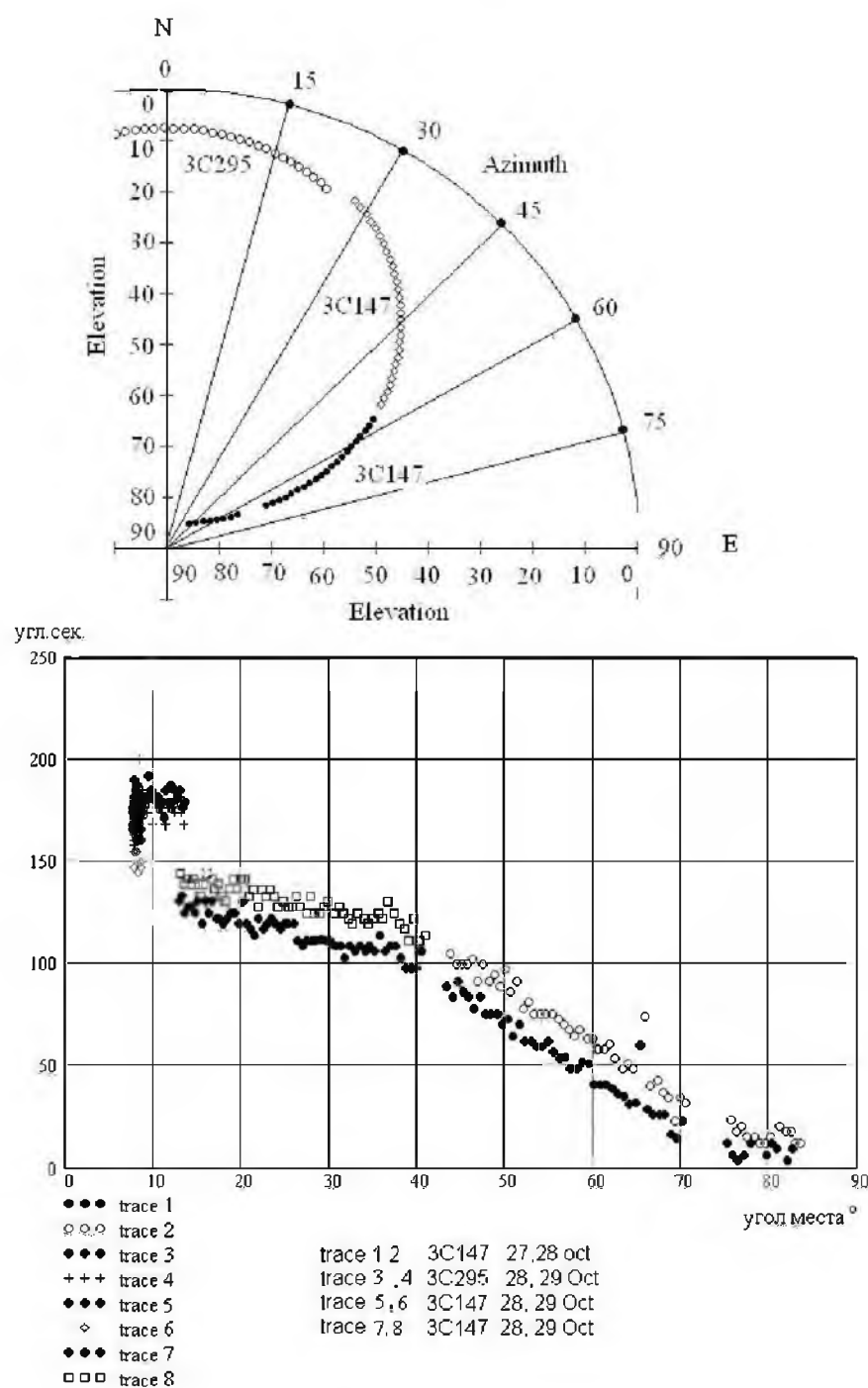


Figure 8. Pointing information derived with radio (point) sources

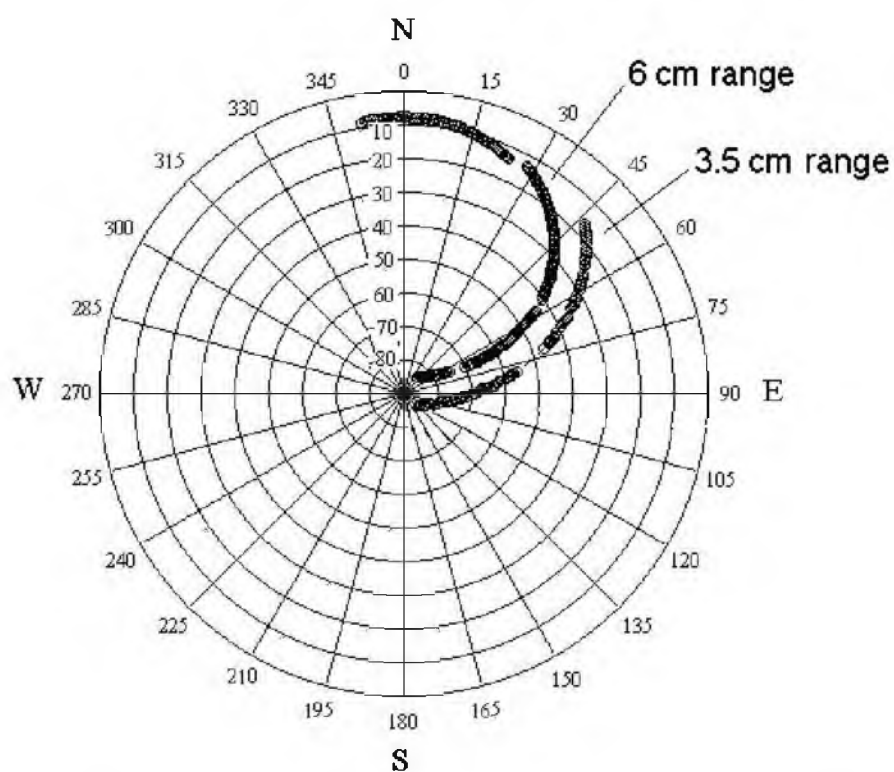


Figure 9. Angular directions for the sources during pointing observations, covering a set of azimuth and elevation angular values

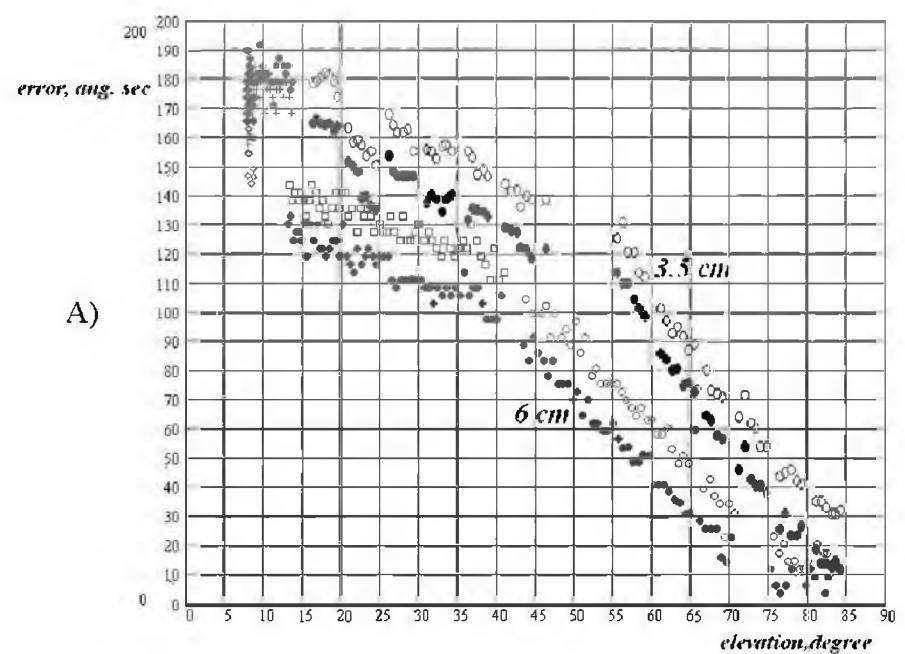


Figure 10. Pointing evaluation, using point sources

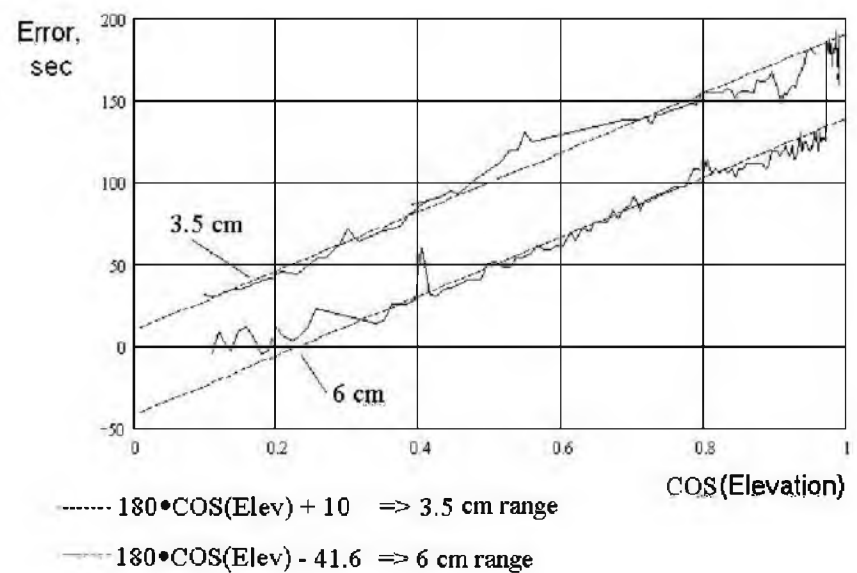


Figure 11. Approximation of pointing data as function of the cosines of the elevation angle

Pointing deserves further attention, in particular because of the narrow beam width for the 3.5 cm band. Also the access to the pointing program may require further ergonomic improvements.

4. Reception of Signal from "Mars-Express" and "Rosetta"

The S-X band RF front-end is cryogenically cooled and has an IF bandwidth of 100–600 MHz, with different applications in mind. Possibly this year a new Mk5 VLBI recorder is installed. Local oscillator signals (maser synchronised) have been used in the tests at 8080 and 2020 MHz for X and S-band respectively, to arrive at a first IF frequency. Radiometer registration takes place after a second frequency transformation to an IF frequency of 175 MHz for generation of plots like presented in fig.5. The radio science receiver used its own signal path and permitted real time presentation with a short refresh rate (real time FFT).

Following an initial try-out in September, signals from "Mars Express" have been received on 19 Nov 2004. The early result was investigated and indicated, that with a frequency resolution of 32 Hz a signal to noise was realised of $3 \cdot 10^4$ in X-band and $3 \cdot 10^3$ in S-band. A test with reception of signals from "Mars Express" was repeated on 1 March 2005. Directional coordinates and Doppler data were generated by ESOC in Darmstadt and emailed to Yevpatoria. The reception schedule of 1 March is shown in table 1.

Table 1.

Mission mode	Date, UT Record interval	λ , cm
Mars Express 'coherent' A	2005/03/01 05:34:00– 05:52:06	3.5
Mars Express, 'autonome' B	2005/03/01 07:34:00– 08:52:06	3.5
Rosetta, 'autonome' C	2005/03/01 16:58:00– 17:30:30	13

The signals were observed in spectral and time domain in a band of 32 kHz, with ADC and subsequent real-time fast Fourier transformation with a refresh rate of 1 sec. Reception was in real time, highly stable frequency standards were used, controlling the sampling. Analytic signal formation is used. The signal frequency has been derived from the received data from "Mars-Express" in both coherent and non-coherent mode for the interval of recording (table 1). More information is given in final report (under preparation) for this activity.

The frequency as derived – with reference to a local maser- is shown in fig.12 for the "Mars-Express" observations. The orbit around Mars implies quite a high Doppler frequency and changes in the Doppler frequency, depending on the moment of observation and the position of the spacecraft in its Mars - orbit. The coherent mode (locked to the maser on Earth) provides a smaller ripple in the response, as shown in fig. 13. In the autonomic mode the LO with its stability on-board the spacecraft determines the frequency.

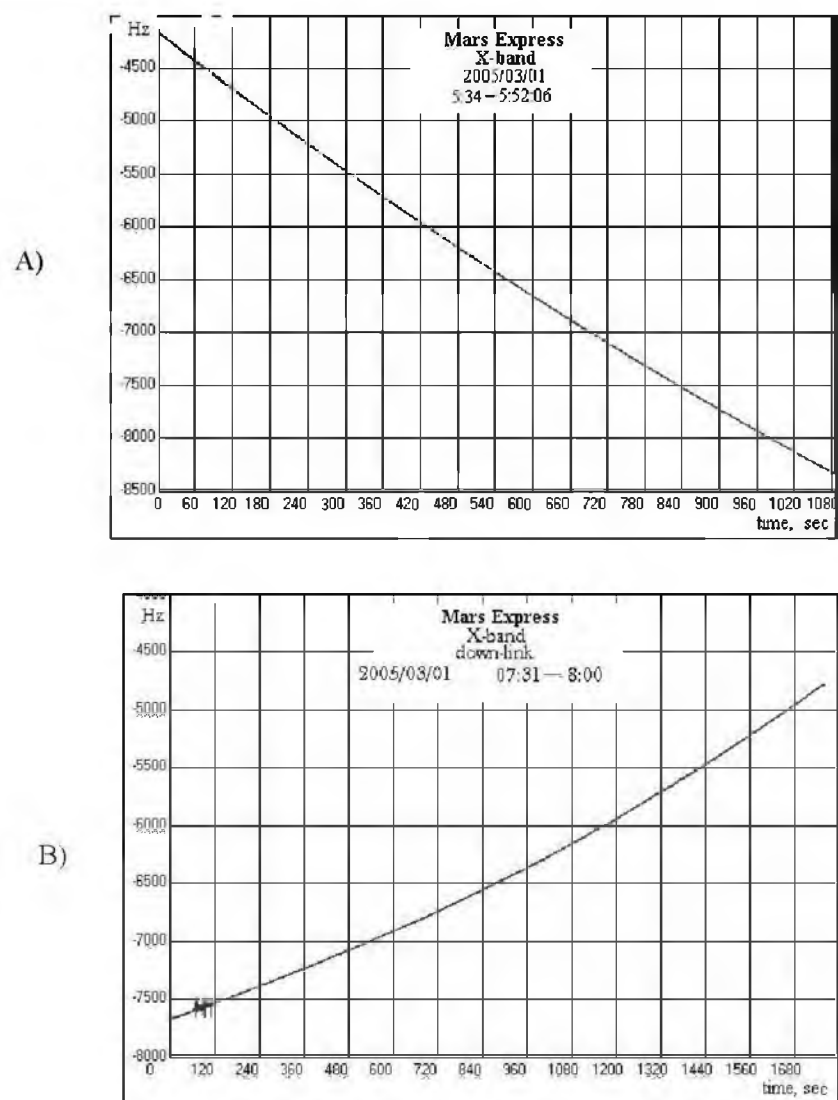


Figure 12. Estimated frequencies as function of time for carrier signal of Mars-Express. A=Coherent reception (locked to maser on Earth), B= non-coherent, autonome

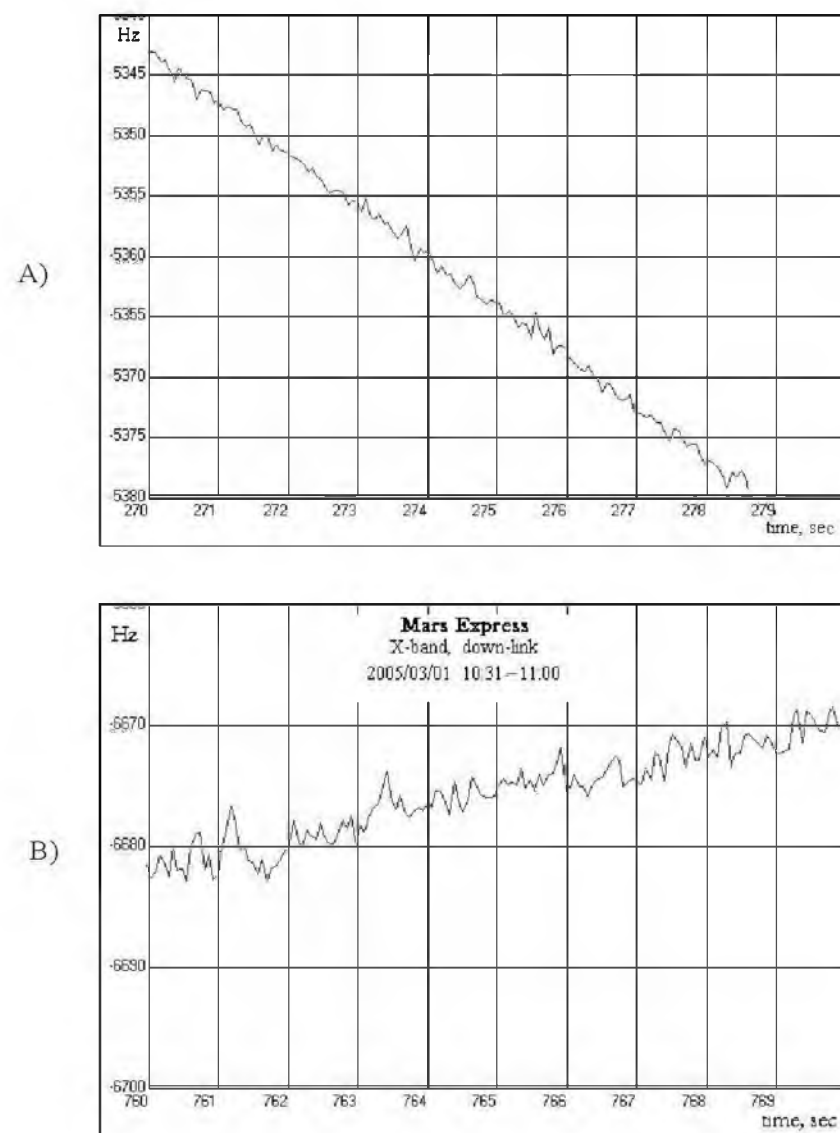


Figure 13. As Fig.12 with finer scale and fragment only. A = coherent, B = non-coherent

The signal of Rosetta has been received and was in fact too strong. Rosetta was approaching the Earth for a planned flight by to benefit from gravitation assistance.

Rosetta was transmitting S-band signal through its high gain antenna with an EIRP of about 35.2 dBW.

The resulting frequency is shown below for the Rosetta observation in fig.14.

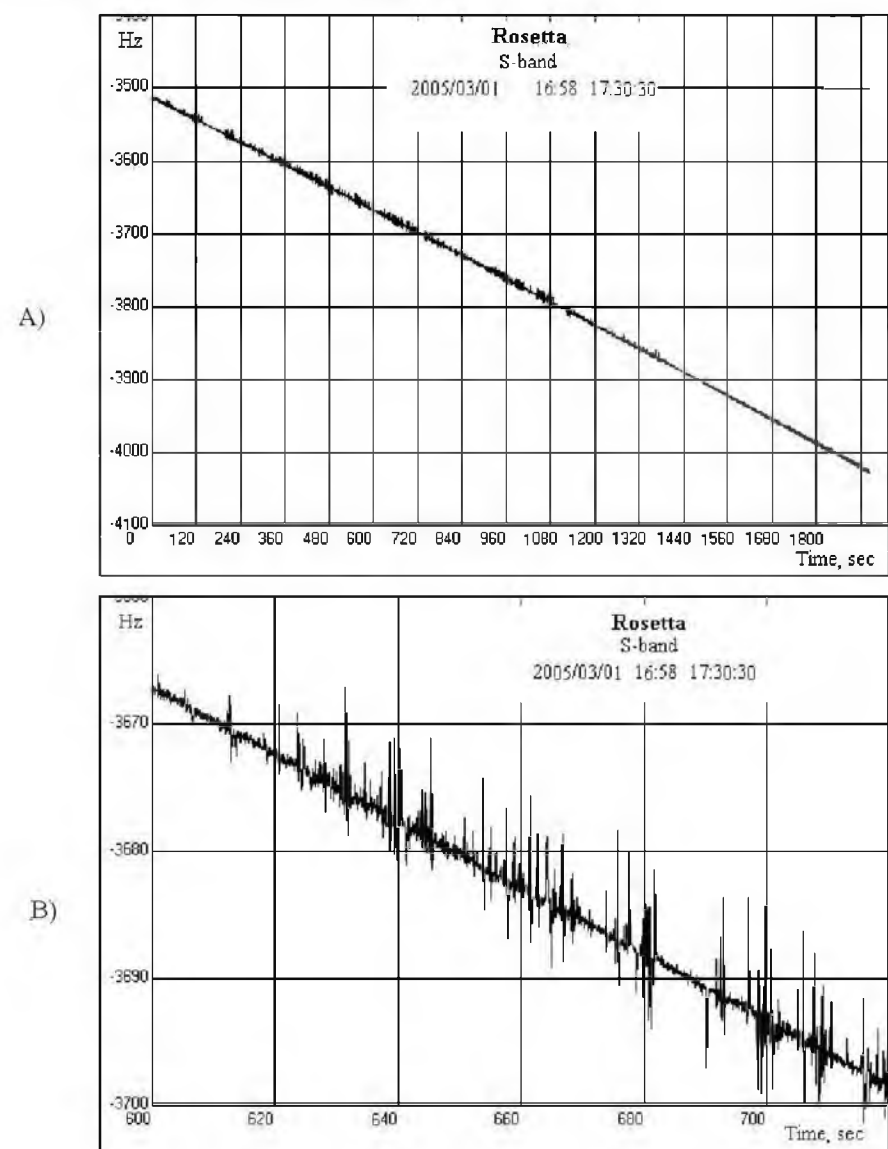


Figure 14. Predicted frequency of Rosetta transmission

The signal spectra are shown in fig. 15 for Mars express and Rosetta respectively. The dynamic range for reception of Rosetta data was such that with the strong incoming signal from "Rosetta" an intermediate stage got in the non-linear regime. This is observed from the recorded antenna pattern, as shown in fig.16. The first side lobe level is reported too high, likely because of this reason. The plot in fig.16 shows on the left side the source tracking on Rosetta. At a certain moment the antenna was stopped and because of the strong incoming signal, the antenna pattern is described to relatively low side-lobe levels (the Earth rotation makes, that the source shifts through the beam pattern).

For "Rosetta" signal reception a signal to noise was obtained of 1500000 within 1 Hz bandwidth (in fact, the signal-to-noise ratio was even higher if to take into account non-linearity), shown also by the fine detail in the side lobe region of the pattern, showing low levels indeed, away from the bore sight direction.

The results are currently under evaluation and the first indication is that the objectives for the contract have been generally met and also that there are topics, which deserve further investigations.

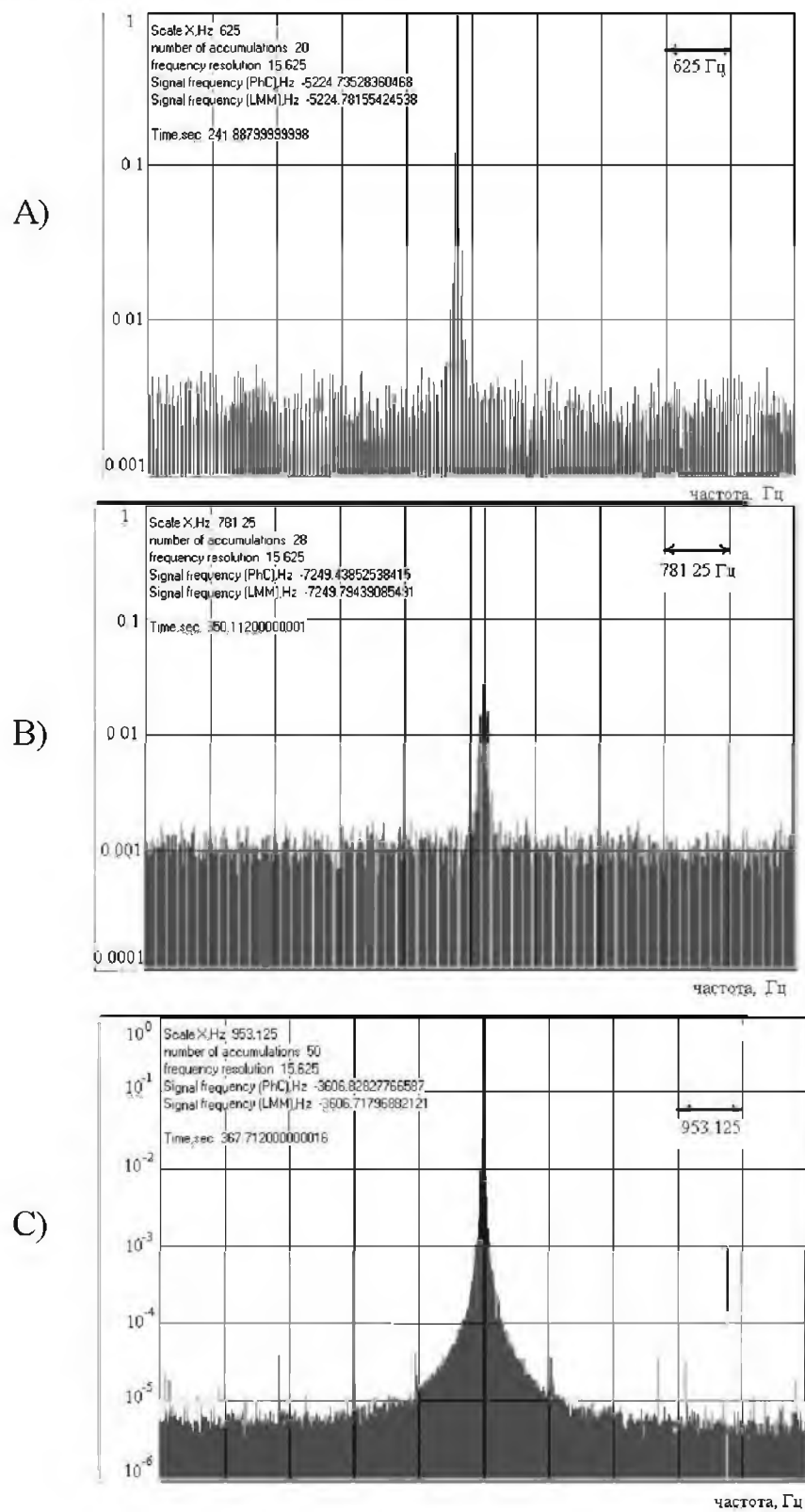


Figure 15. Spectra determined from the received signals as tabulated in table '1'.

A = Mars Express (coherent), total span= 6250 Hz
 B = Mars Express (Non coherent) total span= 7812.5 Hz
 C = Rosetta, total span = 9531.25 Hz

In Fig.16 the side lobe structure of one particular azimuth cut at a particular elevation angle is shown, starting from bore sight. The detail in Fig.16 B shows a small deviation from the peak value. Note that the scale is linear, nevertheless the latter deviation is about 1/4 of the beam-width in S-band, which is about 1.5 to 2 arc minutes. However, with some saturation effect, here, this cannot be perfectly quantified. It might be investigated and the effect might be related to some deviations in pointing for S-band (see also fig.7). Finally Fig.17 shows the Mars Express X-band data downlink spectrum for two situations (one way= wider, two-way=narrower spectrum) after Doppler removal.

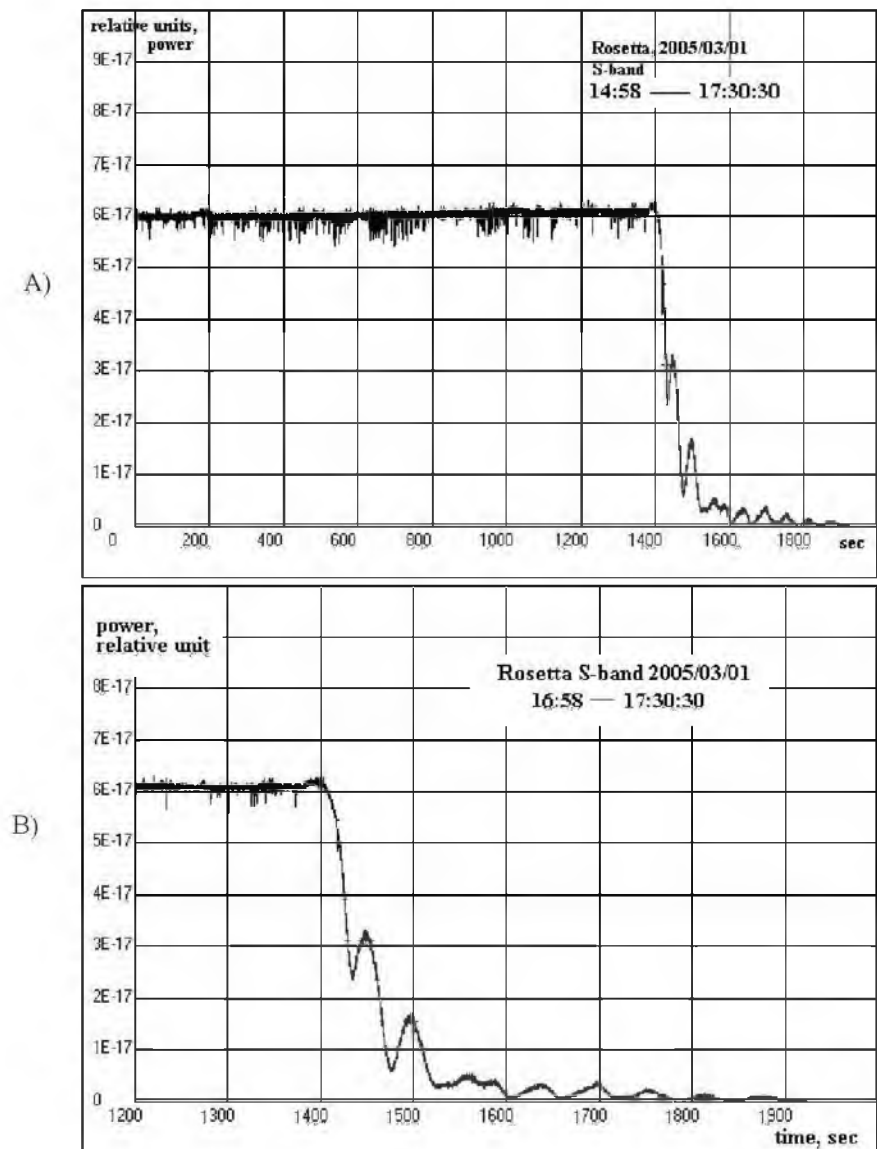


Figure 16. Tracking "Rosetta" and stopping the antenna, showing low levels away from the main beam direction

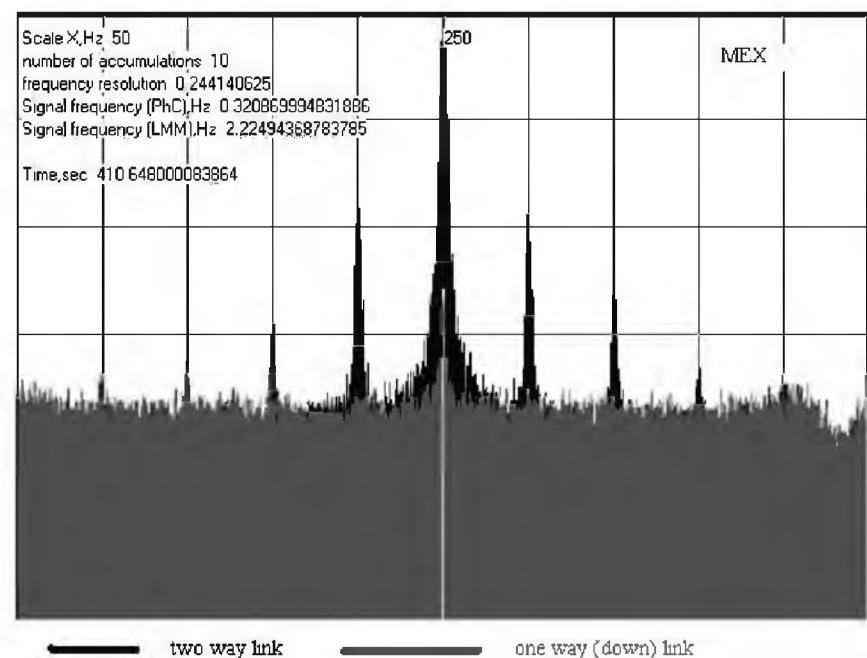


Figure 17. Mars Express, one way (black-wider) and two way (narrower) spectrum after Doppler removal. 50 Hz interference from local power network is known

5. Final Remarks

A number of activities was carried out to derive antenna information for the Yevpatoria 70 m antenna. Information has been obtained about pointing for the new S-X band configuration, about system temperature performances and about effective area of the antenna. The investigations need to be continued, to support further improvement of performances. The S-band system temperature deserves attention and the optics deserves further supportive analysis, although an effective area as obtained is high for certain bands. The system is not yet fully available: dual polarization reception capability and back-end and formatting stage are not present.

The pointing information might be approximated further by a polynomial approach or by a matrix overlay to be used in the pointing program, which may be also a subject for further activities.

Spacecraft signals have been received from Mars Express (S and X band) and from Rosetta (S band only), both without demodulation and data formatting, but with digital signal processing with an available radio science receiver set-up with 32 kHz bandwidth. The activities have been carried out with the equipments available and with good methods for investigation. There was no demodulation and subsequent data formatting and storage. Equipments need to be modernized, radio-physical knowledge and associated support to run the antenna operations need to be maintained, as it concerns unique knowledge: there are not many of such antennas. The effective area provided with such antenna, which is still in good mechanical condition, is considered useful for a number of activities, including reception of planetary satellites and reception of radio-astronomical signals, the latter also in combination with other large radio telescopes in Europe.



Figure 18. Team involved in tests September 2004

Currently only the cryogenically cooled front-ends are installed. The possibility of using the antenna for receiving data would require the installation demodulator and formatter, with a fast connection to the Internet in support. Potentially an analogue system could temporarily be of interest, if available.

Representatives from the European VLBI Network have been invited to one of the meetings and perspectives for future cooperative efforts have been discussed, confirmed with a memorandum of understanding between EVN and Academy of Sciences in Ukraine, in which the establishment of a plan of activities is a first step.

6. Acknowledgements

The operation of the RT-70 requires a number of people involved. The team is shown in fig. 17 and all people involved are acknowledged for their contribution in the activities.

Supportive information for the measurements about the "Mars Express" and "Rosetta" included Doppler and orbital data. That was derived by ESOC. Thanks to Trevor Morley, Michel Denis, Roberto Madde and Frank Budnik, who did generate such information on request in a short response time.

7. References

- [1] I. N. Knjasev, O. S. Viktorov, B. P. Riskov, L. M. Fedosejev, D. B. Roshdestvenski. "Antenna Facility with a 70 Meter Diameter Reflector (RT-70)," Antenni, (Russian) Issue 31, Publishing House Radio and Communication, Moscow 1984.
- [2] A. N. Kozlov, V. V. Tarasov, V. A. Grishmanovski, B. G. Sergejev, "Summary and Experimental Investigations of the Radio Technical Characteristics of the Antenna RT-70", Antenni, (Russian) Issue 31, Publishing House Radio and Communication, Moscow 1984.
- [3] A. M. Aslanian, A. G. Gulian, A. N. Kozlov, V. B. Tarasov, P. M. Marturobian, V. A. Grishmanovskij, B. G. Sergeev, "Measurements of the Main Parameters of the Antenna RT-70," (Russian), Radiofizika, Issue XXVII, No 5, 1984.
- [4] V. A. Grishmanovsky, A. N. Kozlov, V. B. Tarasov, "The Main Principles of a 70-m Radio Telescope Reflecting System Design" (English...), IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 40 No. 6 June 1992.
- [5] R. V. Bakitko, M. B. Vasiljev, A. C. Vinitski, V. A. Grishmanovsky, A. L. Zaitsev, V. V. Kershanovits, E. L. Molotov, V. P. Oreshkin, G. M. Petrov, O. N. Rchiga, V. I. Rogalski, A. S. Selivanov "Radio Systems for Interplanetary Satellites" (Russian), ISBN 5-256-01054-9, Publishing House Radio and Communication, Moscow 1993.
- [6] <http://www.jssatum.com>
- [7] A. A. Konovalenko, C. G. M. van 't Klooster, "The Possibilities of Using RT-70 Yevpatoria Antenna for Space Projects", 25th ESA Antenna Workshop, Noordwijk, Sept 2002, WPP 202.
- [8] <http://www.ticra.com>
- [9] Atlas of the Surface of Venus, 1989, Main editor: V. A. Kotelnikov.