

621.396(06)
P15

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ,
МОЛОДЕЖИ И СПОРТА УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

РАДИОТЕХНИКА

Всеукраинский межведомственный
научно-технический сборник

Основан в 1965 г.

ВЫПУСК 170

Радиотехника

621.396(06)

P15



824574

НБ ХНУРЕ

45.00

Харків
Харківський національний
університет радіоелектроніки
2012

Сборник включен в список специальных изданий ВАК Украины по физико-математическим и техническим наукам.

Регистрационное свидетельство КВ № 12098-969 ПР от 14. 12. 2006.

Ответственность за содержание статей несут авторы.

Редакционная коллегия

В.М. Шокало, д-р техн. наук, проф. (главный редактор)
Ю.Б. Гимпилевич, д-р физ.-мат. наук, проф.
И.Д. Горбенко, д-р техн. наук, проф.
Ю.Е. Гордиенко, д-р физ.-мат. наук, проф.
А.Н. Довбня, чл.-кор. НАНУ, д-р физ.-мат. наук., проф.
В.М. Карташов, д-р техн. наук, проф.
А.А. Коноваленко, академик НАНУ, д-р физ.-мат. наук
В.М. Кузмичев, д-р физ.-мат. наук, проф.
Л.М. Литвиненко, академик НАНУ, д-р физ.-мат. наук
А.И. Лучанинов, д-р физ.-мат. наук, проф. (зам. главного редактора)
И.М. Неклюдов, академик НАНУ, д-р физ.-мат. наук
А.Г. Пащенко, канд. физ.-мат. наук, доц. (ответственный секретарь)
В.В. Поповский, д-р техн. наук, проф.
Э.Д. Прохоров, д-р физ.-мат. наук, проф.
А.И. Стрелков, д-р техн. наук, проф.
К.С. Сундучков, д-р техн. наук, проф.
П.Л. Токарский, д-р физ.-мат. наук, проф.
А.И. Фисун, д-р физ.-мат. наук, проф.
Г.И. Хлопов, д-р техн. наук
Я.С. Шифрин, д-р техн. наук, проф.

Международная редакционная коллегия

A.G. Karabanov, USA
S.E. Sandström, Sveden
N. Chichkov, Germany

*Ответственный за выпуск А.Г. Пащенко, канд. физ.-мат. наук, доц.
Технический секретарь Е.С. Полякова*

Рекомендовано Ученым советом Харьковского национального университета радиоэлектроники, протокол № 14 от 28.09.2012.

Адрес редакционной коллегии: Харьковский национальный университет радиоэлектроники (ХНУРЕ), просп. Ленина, 14, Харьков, 61166, тел. (0572) 7021-397.

Сборник «Радиотехника» включен в Каталог подписных изданий Украины, подписной индекс 08391

СОДЕРЖАНИЕ

<i>А.Ю. Фарафанов, Н.И. Фурманова</i> Исследование влияния параметров перемычек на характеристики микрополоскового ответвителя Ланге	7
<i>Р. Дж. Аль-Азави</i> Марковский подход к системам человек-машина-среда	14
<i>Е. Н. Одаренко</i> Влияние индукции фокусирующего поля на эффективность комбинированного умножителя частоты	19
<i>С.М. Рот</i> Імітаційне моделювання системи фазового автопідстроювання частоти з розширеною смугою захоплення	24
<i>М.Е. Калиберда, С.А. Погарский, К.С. Дроздов</i> Расчет характеристик диэлектрического электроотрицательного метаматериала в круглом волноводе на основе многослойного диэлектрика	28
<i>Э.Э. Асанов, С.А. Зуев, Г.В. Килесса, Н.И. Слипченко</i> Численная модель контакта металл-полупроводник	32
<i>П. П. Лёзов</i> Коррекция закона Фарадея	41
<i>П. П. Лёзов</i> Коррекция уравнений Максвелла	48
<i>П. П. Лёзов</i> Коррекция уравнений бегущих волн	55
<i>В.Г. Крыжановский, А.П. Ефимович</i> Влияние потерь в резонансных контурах на работу усилителя класса F	59
<i>И.Л. Афонин, И.В. Лащенко, Г.В. Боков</i> Исследование фазового сдвига между волнами, ответвляемыми щелями, прорезанными в широкой стенке плоского полуоткрытого металлодиэлектрического волновода	66
<i>Гордиенко Ю.Е., Ларкин С.Ю., М.С.Е. Чхотуа</i> Бесконтактный режим работы при сканирующей микроволновой микроскопии	73
<i>Н.К. Сахненко</i> Круговой резонатор с меняющейся по произвольному закону диэлектрической проницаемостью	79
<i>А.Ю. Панченко</i> Параметры принимаемого сигнала на нижнем участке трассы бистатических систем РАЗ	86
<i>Ю.В. Книгавко</i> Математическая модель динамической пространственной модификации томографических данных	92
<i>О.Л. Шляева, В.А. Петров</i> Структурные функции поля диэлектрической проницаемости при статистически анизотропной тропосфере	98
<i>В.М. Карташов, С.И. Бабкин, Д.Н. Куля</i> Корреляционная обработка сигналов системы температурного радиоакустического зондирования атмосферы	106
<i>П.П. Лошицкий, Д.Ю. Минзьяк</i> Исследование возможностей использования электромагнитного излучения миллиметрового диапазона длин волн для дистанционного регулирования свойств водных растворов	112
<i>Д.В. Агеев, А.А. Переверзев</i> Метод распределения длин волн в сетях DWDM с использованием эвристического алгоритма BCO-RWA	118
<i>А.И. Литвин-Попович</i> Обнаружение и измерение параметров сигналов в параллельных системах обработки	127
<i>Я.Н. Чепурный, С.В. Черняев, И.Б. Скляр</i> Моделирование волноводного турникетного соединения с выходом на квадратном волноводе для антенны радара некогерентного рассеяния	134
<i>И.Ш. Невлюдов, И.В. Жарикова</i> Исследование параметров многозондового подключающего устройства для контроля электронных компонентов	139
<i>А.В. Пономарева, В.В. Невлюдова</i> Влияние технологических режимов операции ультразвуковой сварки на надежность монтажных соединений	143

<i>С.А. Арсеничев, Д.А. Полетаев, Н.И. Слипченко, В.В. Старостенко, Е.П. Таран, А.А. Шадрин</i> Резонансные свойства металлодиэлектрической пластины в волноводе	149
<i>А.А. Кузнецов, А.И. Цопа</i> Оптимизация канала связи системы ММО	154
<i>В.Н. Ткаченко, В.В. Коротков, Р.Л. Пантеев</i> Модификация метода Ньютона применительно к решению координатно-трассовых задач пассивными автоматическими комплексами сопровождения воздушных целей	159
<i>В.Н. Ткаченко, В.В. Коротков, Е.К. Поздняков</i> Повышение точности определения координат ИРИ пассивными системами при помощи измерения периода вращения АФС РЛС	164
<i>В. В. Ципоренко</i> Дослідження безпошукового цифрового методу спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з подвійним кореляційним обробленням	172
<i>О.В. Рязанцев, М.В. Кулик, А.М. Съянов</i> О взаимодействии сигнала модифицированной ФМ с частотно-избирательными устройствами	180
<i>Т.А. Стрелкова, Ю.И. Созонов, Ю.А. Яновский</i> Исследование статистики пространственно-временных сигналов в оптико-электронных система	185
<i>Л.А. Токарь</i> Анализ алгоритма планирования радиосети на основе технологии LTE	189
<i>А.Б. Биньковская, В.Г. Котух, М.А. Мирошник, С.Н. Селевко</i> Использование граничного сканирования при тестопригодном проектировании цифровых устройств	194
<i>В.С. Есильевский, В.И. Губочкин</i> Информационно-диспетчерская система автотранспортного предприятия CarTrace на основе GPS-технологий	204
<i>Ю.А. Коваль, А. А. Костыря, С.Ю. Приймак, С. А. Плехно, Х.Х. Асаад</i> Учет канальных погрешностей пассивной системы синхронизации времени и частоты при использовании сигналов геостационарных ИСЗ	210
РЕФЕРАТЫ	217

CONTENT

<i>O.Yu. Farefanov, N.I. Furmanova</i> Investigation of the jumper parameters action on microstrip Langue coupler characteristics	7
<i>R.J. Alazawi</i> Markovian approach to man-machine-environment systems	14
<i>E. N. Odarenko</i> Focusing field induction action on the combination frequency multiplier efficiency	19
<i>S.N. Rot</i> Imitation simulation of the phase auto-tuning frequency (PAF) system with the extended capture range	24
<i>M.E. Kaliberda, S.A. Pogarsky, K. S. Drozdov</i> Computation of characteristics of electronegative metamaterial in circular waveguide based on multilayered dielectrics	28
<i>E.E.Asanov, S.A.Zuev, G.V.Kilessa, N.I.Slipchenko</i> Numerical model of metal-semiconductor contact	32
<i>P.P. Lezov</i> Correction of Faraday's law	41
<i>P.P. Lezov</i> Correction of Maxwell equations	48
<i>P.P. Lezov</i> Correction of running waves equations	55
<i>V.G. Krizhanovski, A.P. Iefymovych</i> Impact of losses in the resonance circuits on the F class amplifier operation	59
<i>I.L. Afonin, I.V.Lashchenko, G.V.Bokov</i> Research into the phase shift between the waves branched by slots cut through a wide wall of the plane semi-open metal-dielectric waveguide	66
<i>Yu.E Gordienko, S.Yu. Larkin, M.S.E. Tchkhotua</i> Contact-free operating mode in scanning microwave microscopy	73
<i>N.K. Sakhnenko</i> Circular cavity with an arbitrary varying dielectric constant	79
<i>A.Yu. Panchenko</i> Parameters of the signal being received at the low level part of the RAS bistatic systems path	86
<i>Y.V. Knigavko</i> Mathematical model of tomographic data dynamic spatial modifications	92
<i>O.L. Shilyaeva, V.A. Petrov</i> Structural functions of the permittivity field of a statistically anisotropic troposphere	98
<i>V.M.Kartashov, S.I.Babkin, D.M.Kulia</i> The correlation signal processing of the atmospheric radio acoustic temperature sensing systems	106
<i>P.P.Loshitskiy, D.Y. Mynziak</i> Investigation into the use of millimeter wavelengths electromagnetic radiation for remote control of water solutions properties	112
<i>D.V. Ageyev, A.A. Pereverzev</i> The method for distribution of wavelengths in DWDM networks using meta-heuristic BCO-RWA	118
<i>A.I.Lytvyn-Popovych</i> Detection and parameter estimation of signals in parallel processing systems	127
<i>Ya. M. Chepurnyy, S.V. Chernyayev, I.B. Sklyarov</i> Simulation of a waveguide turnstile connection with a square waveguide output for the incoherent scatter radar antenna	134
<i>I. Sh. Nevlyudov, I. V. Zharikova</i> The research of parameters of multiprobes connecting device for electronic components testing	139
<i>A.V. Ponomareva, V.V. Nevlyudov</i> The ultrasonic welding operation technological regimes impact on the process connections reliability	143
<i>S.P. Arsenichev, D.A. Poletaev, N.I. Slipchenko, V.V. Starostenko, Ye.P. Taran, A.A. Shadrin</i> Resonant properties of the metal dielectric plate in a waveguide	149
<i>O. Kuznietsov. O. Tsopa</i> Communication channel optimization in MIMO system	154
<i>V.N. Tkachenko, V.V. Korotkov, R.L. Pantyeyev</i> Modification of Newton's method applied to the solution of coordinate-route tasks using passive automatic complexes for the air targets tracking	159

<i>V.N. Tkachenko, V.V. Korotkov, E.K. Pozdnyakov</i> A rise in accuracy of radio-frequency radiation source coordinates estimation using passive systems with the aid of measuring the rotation period of AFD radar	164
<i>V. V. Tsyporenko</i> Research into direct digital method for spectral correlation-interferometric radio direction-finding with double correlation processing	172
<i>O. V. Ryazantsev, M.V. Kulik, A. M. Syanov</i> On the interaction of the modified FM signal with frequency-selective devices	180
<i>T.A. Strelkova, Yu.I. Sozonov, Yu.A. Yanovskiy</i> Investigation of space-time signals statistics in optoelectronic systems	185
<i>L.A. Tokar</i> Analysis of the radio network algorithm scheduling on the basis of LTE technology	189
<i>A.B. Binkovska, V.G. Kotuh, M.A. Miroshnik, S.N. Selevko</i> Application of boundary scanning to digital devices testable design	194
<i>V.S. Yesilevsky, V.I. Gubochkin</i> Information and dispatch system of the CarTrace transport company based on the GPS technology	204
<i>Y. A. Koval, A. A. Kostyrja, V.Y. Pryimak, S. A. Plehno, Khalid-H-Asaad</i> Allowance for channel instability of a passive synchronization system of time and frequency using geostationary satellites	210
ABSTRACTS	217

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ ПЕРЕМЫЧЕК НА ХАРАКТЕРИСТИКИ МИКРОПОЛОСКОВОГО ОТВЕТВИТЕЛЯ ЛАНГЕ

Введение

Один из наиболее часто используемых в СВЧ-усилителях ответвитель был предложен Дж. Ланге в 1969 году. Он образуется с помощью двух связанных встречноштыревых микрополосковых линий, которые печатаются на жесткой подложке, как правило, из керамики или плавленого кварца. Линии складываются из двух связанных портов, расположенных рядом друг с другом. Для подавления высших мод при сохранении распространения основной моды открытые концы полос соединены с теми же линиями, к которым они уже подключены на противоположной стороне. Эти четыре моста, как правило, реализуются либо по проволочным связям, либо по печатным воздушным мостам. [1]

Поскольку производство ответвителей с большим количеством перемычек создает определенные сложности, возникает вопрос, как количество и диаметр перемычек, а также место сварки влияют на параметры ответвителя. Однако в литературе не рассматривается влияние характеристик перемычек на параметры фильтра.

Цель работы – предоставление практических рекомендаций по параметрам перемычек при проектировании, моделировании и производстве микрополосковых направленных ответвителей Ланге.

Расчет топологии ответвителя Ланге

Для анализа был выбран направленный ответвитель Ланге, предложенный в [2]. Этот ответвитель имеет ряд преимуществ по сравнению с другими направленными ответвителями на связанных линиях: все питающие линии имеют одинаковые волновые сопротивления Z_0 , величина которого выбирается из условия согласования ответвителя с подключаемыми к нему устройствами; ширина всех проводников в структуре одинакова, как и зазоры между ними, что уменьшает трудоемкость проектирования и сложность производства.

Анализ основан на рассмотрении многопроводной структуры, для которой находятся волновые проводимости при четном и нечетном возбуждении для каждой пары соседних проводников. При анализе предполагалось, что структура состоит из четного числа полосковых проводников равной длины, и учитывалось взаимодействие только между рядом расположенными проводниками. Исходные характеристики и данные для расчета анализируемого направленного ответвителя Ланге представлены на рис. 1.

Волновое сопротивление питающих линий записано в выражении (1):

$$Z^2 = \frac{Z_{Be} Z_{Bo} (Z_{Be} + Z_{Bo})^2}{[Z_{Be} + (k-1)Z_{Bo}] [Z_{Bo} + (k-1)Z_{Be}]}, \quad (1)$$

где $k = 2, 4, 6, \dots, n+2$ – число линий в многопроводной структуре.

Коэффициент связи по напряжению рассчитывается по выражению (2):

$$C = 10 \frac{\text{коэффициент связи в дБ}}{20} = \frac{(k-1)Z_{Be}^2 - (k-1)Z_{Bo}^2}{(k-1)(Z_{Be}^2 + Z_{Bo}^2) + 2Z_{Be}Z_{Bo}}. \quad (2)$$

На основе выражений (1) и (2) получены приближенные формулы для синтеза такого ответвителя, представленные в виде выражений (3):

$$Z_{Bo} = Z_B \left(\frac{1-C}{1+C} \right)^{1/2} \frac{(k-1)(1+q)}{(C+q) + (k-1)(1-C)} \quad (3)$$

$$Z_{Be} = \frac{Z_{Bo}(C+q)}{(k-1)(1-C)}$$

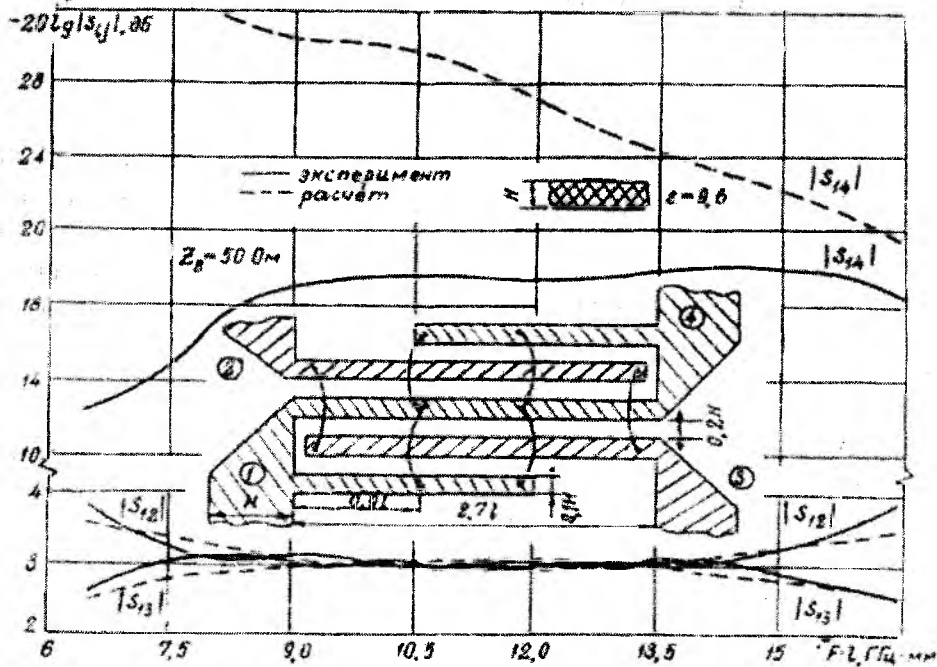


Рис. 1

На основании приведенных формул, а также методик расчета конструктивных параметров, изложенных в [3, 4], а также модуля TXLine, представленного в системе Microwave Office от AWR, был проведен расчет параметров ответвителя Ланге. Так как полученные результаты были близки, то для проведения анализа были приняты значения параметров, представленные в таблице. При моделировании структуры в Microwave Office по заданным параметрам результат (график 1) оказался близок к экспериментальному (график 2), как видно из рис.2.

Параметр анализируемого направленно-го ответвителя Ланге	Обозначение	Числовое значение	Размерность
Толщина полоска	W	0.05	мм
Расстояние между полосками	S	0.1	мм
Длина полоска	L	16.2	мм
Толщина плеча	H	0.5	мм
Волновое сопротивление линии	Z _в	50	Ом
Диэлектрическая проницаемость	ε _r	9.6	
Рабочая частота	F	1.9	ГГц

Электромагнитное моделирование проводилось с помощью систем HFSS Ansoft, которая предназначена для проектирования трехмерных СВЧ устройств.

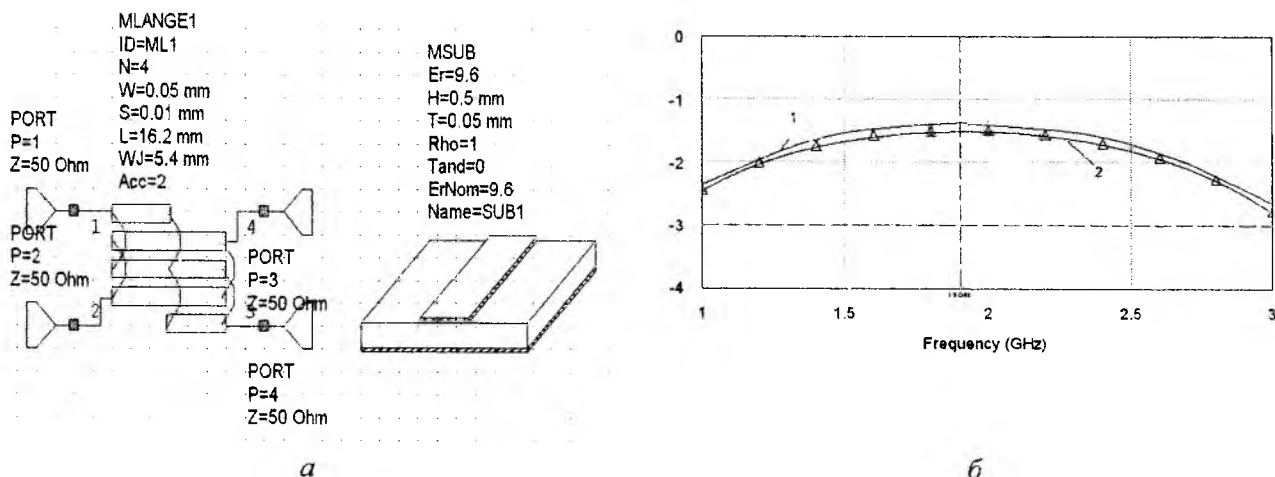


Рис. 2

Описание электромагнитного моделирования направленного ответвителя Ланге

Электромагнитное моделирование было проведено с помощью систем HFSS Ansoft, которая предназначена для проектирования трехмерных СВЧ устройств.

Для получения достоверного результата электромагнитного моделирования в системе HFSS, был проведен выбор формы перемычек в направленном ответвителе Ланге. Было рассмотрено два варианта задания перемычек: с помощью операции Bondwire (рис. 3, а); перемычки в виде половин торов (рис. 3, б). При этом форма перемычек анализируемой модели близка к форме перемычек направленного ответвителя Ланге, выполненного с помощью установки для автоматической сварки, в первом случае, и форме перемычек, выполненной при ручной сварке, во втором.



Рис. 3

На графике (рис. 4) показаны АЧХ, полученные в результате анализа конструкций с перемычками, которые заданы с помощью операции Bondwire (график 1), как половины торов (график 2).

Оба способа задания перемычек дают результаты, близкие к экспериментальным данным, что свидетельствует о возможности использования обоих предложенных методов моделирования перемычек на практике. Выбор способа задания перемычек должен осуществляться в зависимости от исполнения перемычек в проектируемом ответвителе Ланге на производстве.

При задании перемычек с помощью операции Bondwire необходимо выбрать условное количество граней проволоки, из которой будут выполнены перемычки. Было проведено исследование зависимости параметра S13 от количества граней перемычек. На рис. 5 показаны результаты анализа конструкций ответвителя Ланге, в которых перемычки были заданы как проволока с различным количеством граней: график 1 соответствует перемычке, имеющей 6 граней, график 2 – 12 граней, 3 – 18 граней, 4 – 24 грани.

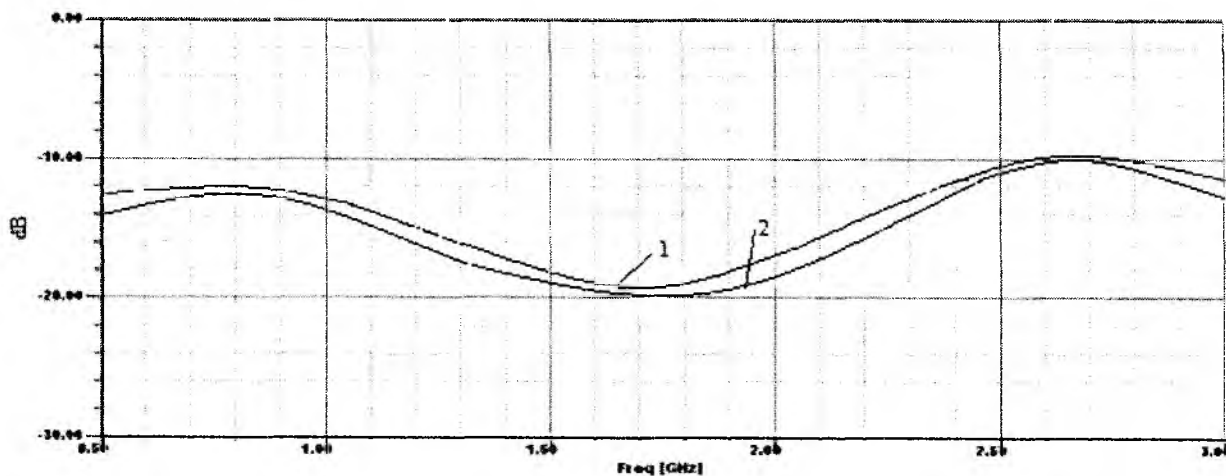


Рис. 4

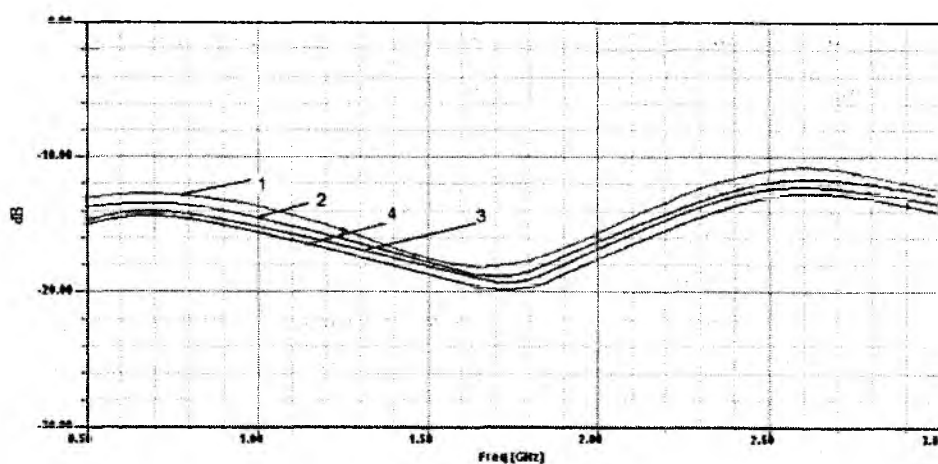


Рис. 5

При увеличении количества граней перемычек до определенного значения затухание уменьшается, но при дальнейшем увеличении количества граней время исследований будет значительно увеличиваться, а результат станет менее точным из-за повышения уровня сложности при разбиении модели на ячейки.

После определения наиболее подходящих условий для моделирования ответвителя, приступаем непосредственно к анализу перемычек, а именно влияния диаметра, материала и количества перемычек в направленном микрополосковом ответвителе Ланге.

На рис. 6 и 7 показаны АЧХ конструкций ответвителей Ланге, которые имеют диаметр 0.02, 0.025, 0.03, 0.035 мм (графики 1, 2, 3 и 4 соответственно); перемычки были смоделированы двумя описанными выше способами. Значения диаметра проволоки выбраны в соответствии с рекомендациями, приведенными в [5].

Как видно из рис.6 и 7, с увеличением диаметра перемычек значение коэффициента передачи S_{13} уменьшается, поэтому для соблюдения условия отклонения минимальной энергии из плеча 1 в плечо 3 необходимо сделать выбор в пользу того диаметра перемычек, который обеспечивает максимальное затухание. В нашем случае этот размер составляет 35 мкм, наибольший диаметр из возможных толщин проволоки при заданной ширине полоски.

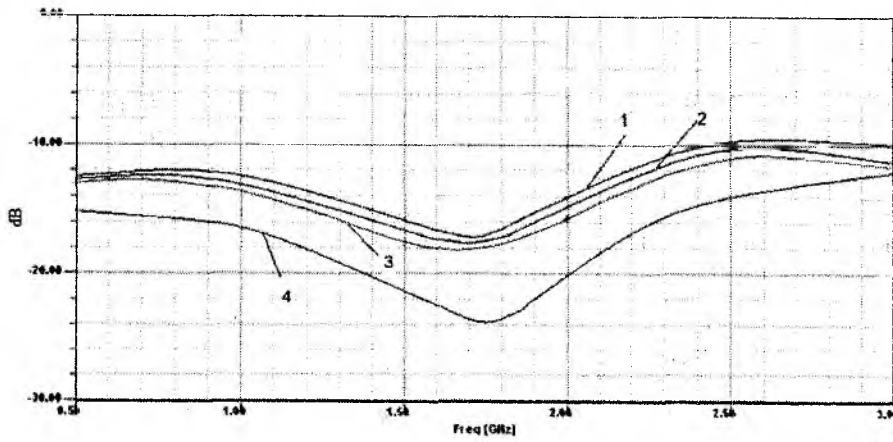


Рис. 6

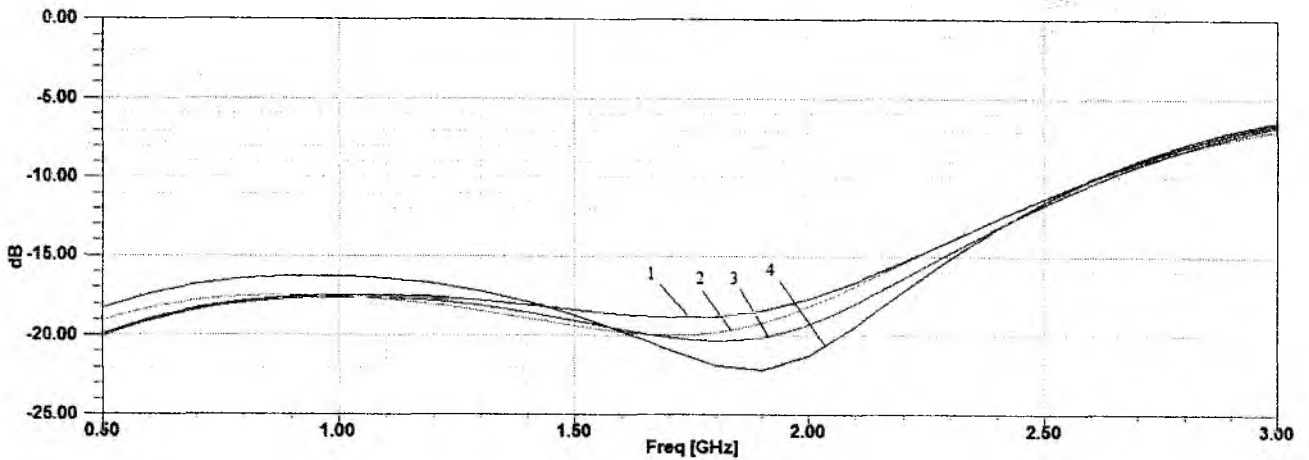


Рис. 7

На рис. 8 показаны АЧХ ответвителя Ланге, полученные в результате анализа конструкций, в которых в качестве материала перемычек выбраны золото (график 1) и медь (график 2).

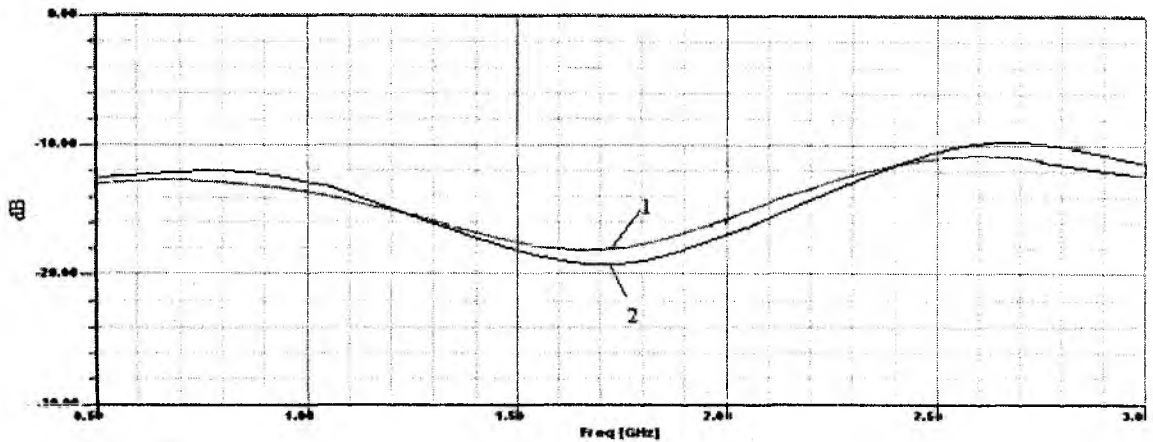


Рис. 8

Как видно из рис. 8, использование в качестве материала меди или золота при моделировании перемычек не дает больших изменений в АЧХ. Золотая проволока обладает более высокой стоимостью, чем медная, однако медная проволока сложнее в использовании, поскольку она обладает большей твердостью, чем золото. В связи с этим параметры сварки должны контролироваться с особым вниманием. Медь подвержена окислению, поэтому

необходимо принимать во внимание условия и сроки ее хранения [6]. Решение по выбору материала проволоки должен принимать изготовитель, исходя из условий производства.

Каждая из перемычек может быть выполнена из нескольких параллельно включенных перемычек. Вид конструкций, где перемычки выполнены из одной и четырех проволочных перемычек приведен на рис. 9 а, б. АЧХ ответвителей Ланге с разным количеством перемычек показаны на рис. 9, в, где график 1 соответствует конструкции с 6 перемычками, график 2 – 12 перемычками, график 3 – 18, график 4 – 24 перемычки.

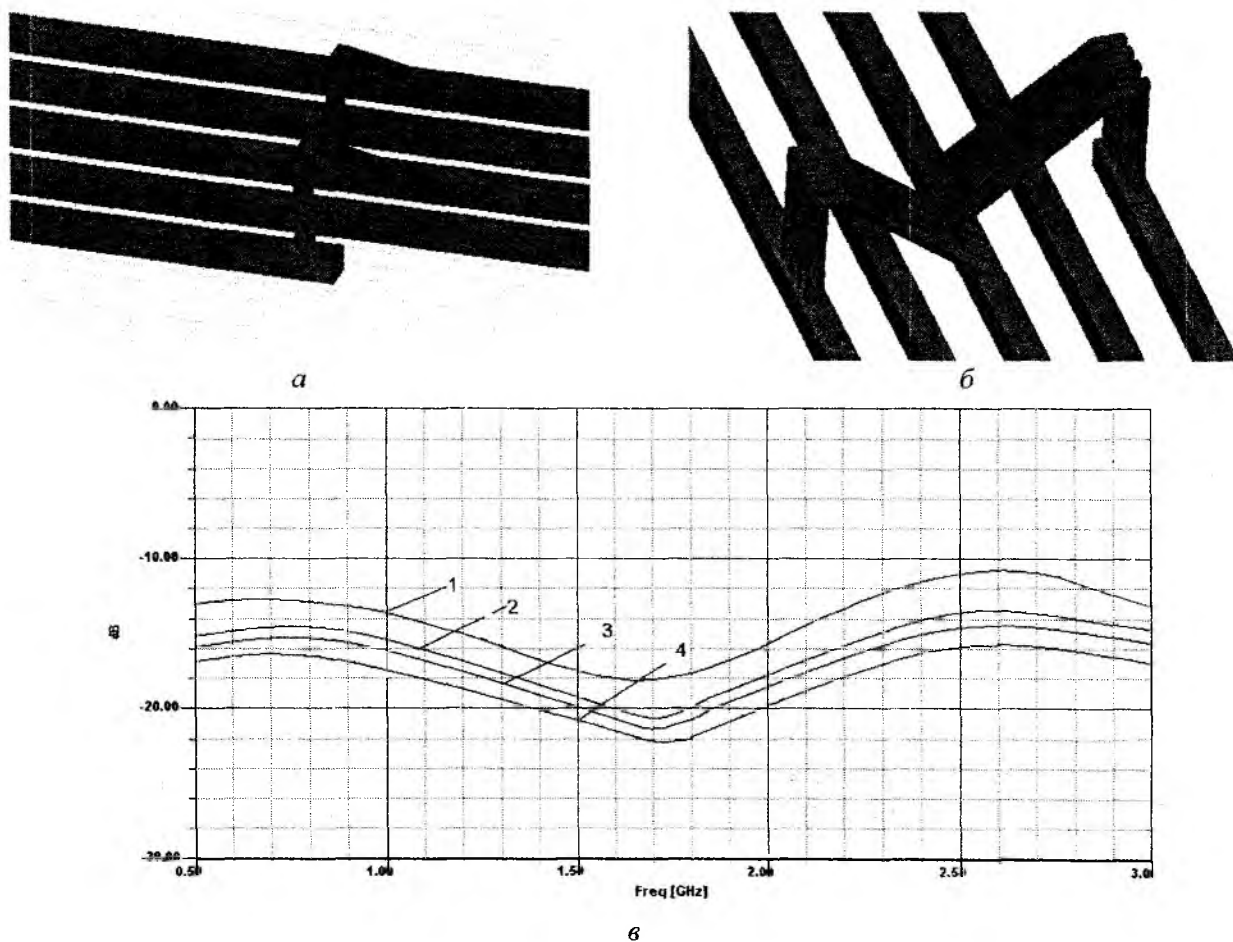


Рис.9

Как видно из рис.9, увеличение количества перемычек в анализируемой конструкции направленного ответвителя Ланге приводит к уменьшению энергии, ответвляемой из основного во вспомогательный тракт при прохождении через направленный ответвитель.

На практике для минимизации механических воздействий на перемычки в направленных ответвителях их покрывают лаком, клеем или компаундом. Модель ответвителя Ланге, в котором перемычки залиты каплями компаунда УП-5-220 (диэлектрическая проницаемость равна 3.7), также была проанализирована (рис.10). Полученная АЧХ свидетельствует о том, что нанесение компаунда на участки крепления перемычек не оказывает значительного влияния на параметры ответвителя в пределах рабочего диапазона (рис. 11). Для проверки адекватности модели был проведен дополнительный расчет, в котором значение диэлектрической проницаемости было увеличено до 30. Расчет показал, что в этом случае АЧХ анализируемого направленного ответвителя будет отличаться от АЧХ направленного ответвителя

без нанесения дополнительных материалов на частоте $5-6 f_0$, что свидетельствует об адекватности модели.

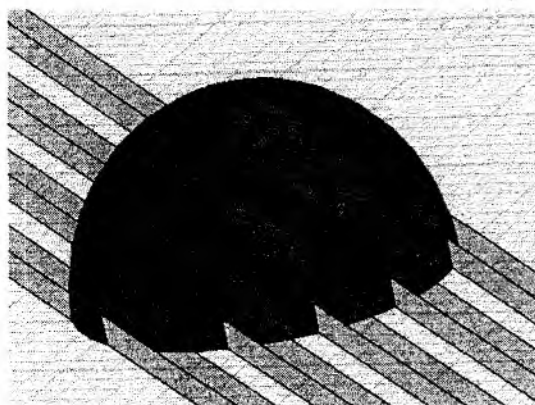


Рис. 10

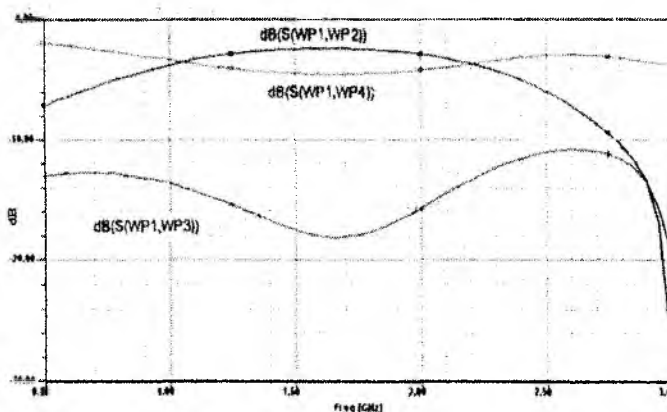


Рис. 11

Выводы

Проведено исследование влияния параметров перемычек на АЧХ микрополосковых направленных ответвителей Ланге. Даны рекомендации по моделированию таких конструкций в системе HFSS. Моделирование перемычек, устанавливаемых вручную, предложено с помощью создания тора и последующего его сечения пополам, а перемычек, устанавливаемых автоматически, – с помощью операции Bondwire. В этом случае при задании количества граней проволоки, из которой выполнены перемычки, необходимо сделать выбор в пользу 12 граней, поскольку такое количество граней позволяет получить поперечное сечение перемычки, близкое к окружности. При этом размерность задачи возрастает незначительно, что позволяет не увеличивать длительность расчетов.

Проанализирована зависимость АЧХ ответвителя Ланге от диаметра, материала и количества перемычек. При необходимости увеличения энергии, ответвляемой из основного во вспомогательный тракт, необходимо воспользоваться большим количеством перемычек, устанавливая в местах крепления несколько параллельно включенных перемычек, или увеличить диаметр проволоки, используемой для изготовления перемычек.

Список литературы: 1. *Sechi, F. Solid-State Microwave High-Power Amplifiers* [Текст] / Franco Sechi, Marina Vujatti. – Artech House Inc. Norwood, MA, USA. – 2009. 2. *Современные методы и результаты квазистатического анализа полосковых линий и устройств*. А.И. Гипсман, В.М. Красноперкин, Г.С. Самохин, Р.А. Силин // *Электроника СВЧ*. Вып.1. – М.: ЦНИИ «Электроника», 1991. 3. *Проектирование интегральных устройств СВЧ: Справочник* / Ю.Г. Ефремов, В.В. Конин, Б.Д. Солганик и др. – К.: Техника, 1990. – 159 с. 4. *Малорацкий, Л.Г. Проектирование и расчёт СВЧ элементов на полосковых линиях*. [Текст] / Л.Г. Малорацкий, Л.Р. Явич. – М.: Сов. радио, 1972. – 232 с. 5. *Проволока из золота, серебра и их сплавов. Технические условия* [Текст]: ГОСТ 7222-75. Введ. 1975-18-07. – М.: Изд-во стандартов, 1998. – 16 с. 6. *Остек. Медная проволока: Технологические материалы* [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.ostec-micro.ru/tech/podgroup/96.html>

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 15.07.2012

MARKOVIAN APPROACH TO MAN-MACHINE-ENVIRONMENT SYSTEMS

Introduction

A Man–Machine- Environment systems (MME) includes such tow subsystems as "human" and "environment" that are of random nature . This means that random phenomena that are taken into account , are subject to certain static patterns , which are not mandatory requirements.

The purpose of this work is to investigate the MME system as a kind of Markovian process . The condition of static stability can be used in decision-making effective mathematical methods in the theory of random processes and , in particular , Markov processes application for the MME this approach is rarer new [1] .

Despite the above-mentioned simplicity and clarity , the practical application of the theory of Markov chains requires knowledge of some basic terms and provisions .

The ergodic chain can be regular or cyclic. Cyclic chains differ from the regular in that process of transition after a certain number of steps (cycles) will return in any state. Regular chains do not have this property. We can give the following classification of Markov processes (Fig. 1):

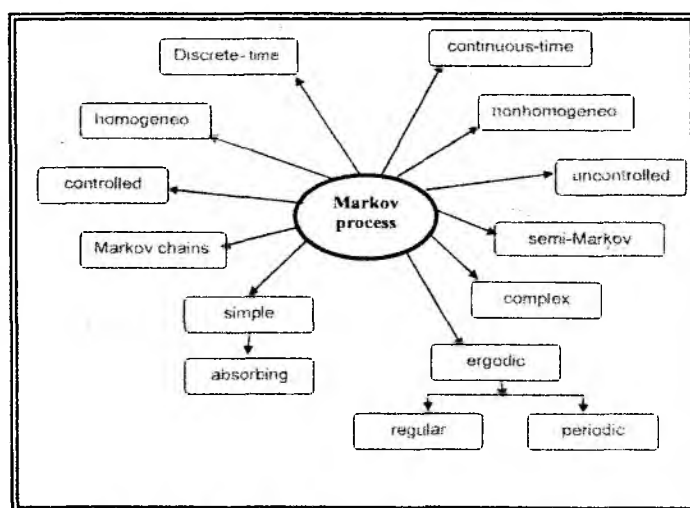


Fig. 1. Classification of Markov processes

Homogeneous Markov chain as the model of MME-process

The main characteristics of Markov chains are the probabilities

$$P_i(k) = P(S_i(k)) (i = 1, \dots, n; k = 1, 2, \dots)$$

of states $S_i(k)$ at k-th step.

If the transition probabilities do not depend on step k, then Markov chain is called homogeneous. If at least one probability varies with the step k, the chain is called non-homogeneous. The transition probabilities are written in the form of a square matrix of order n. The sum of the elements for each row is 1.

$$P = (p_{ij})_{i,j=1}^n = \begin{pmatrix} p_{11} & p_{12} & \dots & p_{1n} \\ p_{21} & p_{22} & \dots & p_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ p_{n1} & p_{n2} & \dots & p_{nn} \end{pmatrix}$$

$$\sum_{j=1}^n p_{ij} = 1, i=1, \dots, n$$

The presence of the arrows in marked graphs with the corresponding transition probabilities from one state to another means that these probabilities are different from zero. Probability of delay $p_{ii} (i = 1, \dots, n)$ can be obtained as

$$p_{ii} = 1 - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n p_{ij}, (i = 1, \dots, n)$$

Row vector of probabilities of states $(P_1(0), \dots, P_n(0))$ at $t = 0$, is called the vector of initial probability distribution .

The n-step transition probability

The probability for transition from state i to state j after n steps is called "The n-step transition probability", and is denoted by the symbol $(p_{ij}^{(n)})$. It is defined the following relationship

$$p_{ij}^{(n)} = P(X_{n+m} = j | X_m = i), \quad n \geq 0, \quad i, j = 0, 1, 2, \dots$$

This matrix $P^{(n)}$ is called the transition probability matrix after step n .

Chapman-Kolmogorov equations

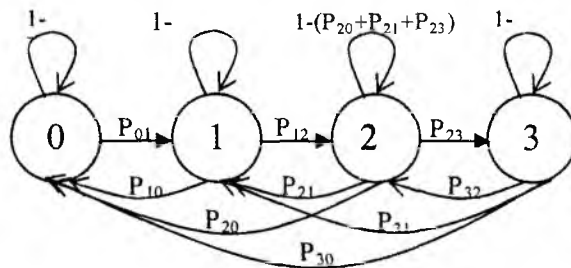
If $\{X_n : n = 0, 1, 2, \dots\}$ is the Markov, chain and the number of states m is limited if the transition probability matrix is $P = (p_{ij})$ then :

$$p_{ij}^{(n)} = \sum_{k=1}^m p_{ik}^{(r)} p_{kj}^{(n-r)}, \quad \forall r = 1, 2, \dots, n-1.$$

Where :

$$p_{ij}^{(n)} = P(\{X_n = j | X_0 = i\})$$

Example (1) : for a crew of professional that fits some damage in the system in 3 steps



$$P = \begin{bmatrix} 1-p_{01} & p_{01} & 0 & 0 \\ p_{10} & 1-(p_{10}+p_{12}) & p_{12} & 0 \\ p_{20} & p_{21} & 1-(p_{20}+p_{21}+p_{23}) & p_{23} \\ p_{30} & p_{31} & p_{32} & 1-(p_{30}+p_{31}+p_{32}) \end{bmatrix}$$

Let $p_{01}=0.5$, $p_{21}=0.5$, $p_{20}=0.5$, $p_{30}=0.5$, $p_{32}=0.5$, $p_{10}=0.5$, $p_{12}=0.5$, $p_{23}=0.5$, $p_{31}=0.5$.
 The eigenvalues of this system we get from the following relation $Det(P - \lambda I) = 0$ it gives the

characteristic polynomial :

$$\lambda^4 + 0.5\lambda^3 - \lambda^2 - 0.5\lambda = 0$$

The eigenvalues and the appropriate vectors we get by using Mathematica 7:

$\lambda_1 = 1$ The eigenvector is (1,1,1,1)

$\lambda_2 = 0$ The eigenvector is (-1,1,1,1)

$\lambda_3 = -1$ The eigenvector is (-1/3,1,5/3,1)

$\lambda_4 = -0.5$ The eigenvector is (1,-2,1,1)

$$\lim_{n \rightarrow \infty} P^n = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

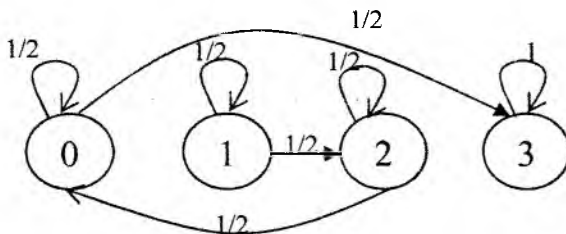
Absorbing Markov chains

A state S_i of a Markov chain is called absorbing if it is impossible to leave it (i.e., $P_{ii} = 1$). A Markov chain is absorbing if it has at least one absorbing state, and if from every state it is possible to go to an absorbing state (not necessarily in one step). And a state which is not absorbing is called transient.

So far, we have focused on regular Markov chains for which the transition matrix P is primitive. Because primitivity requires $P(i, i) < 1$ for every state i , regular chains never get “stuck” in a particular state. However, other Markov chains may have one or more absorbing states. By definition, state i is absorbing when $P(i, i) = 1$ (and hence $P(i, j) = 0$ for all $j \neq i$). In turn, the chain itself is called an absorbing chain when it satisfies two conditions. First, the chain has at least one absorbing state.

Second, it is possible to transition from each non-absorbing state to some absorbing state (perhaps in multiple steps). Consequently, the chain is eventually “absorbed” into one of these states.[4]

Example (2): represent the mortal case happened while fitting the damage of the MME – system



$$P = \begin{bmatrix} 1-p_{01} & 0 & 0 & p_{03} \\ 0 & 1-p_{12} & p_{12} & 0 \\ p_{20} & 0 & 1-p_{20} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p_{33} \end{bmatrix}$$

Similarly to the example (1) we get , the eigenvalues and the appropriate vectors:

$\lambda_1 = 1$ The eigenvector is (1,1,1,1)

$\lambda_2 = 1/2$ The eigenvector is (0,1,0,0)

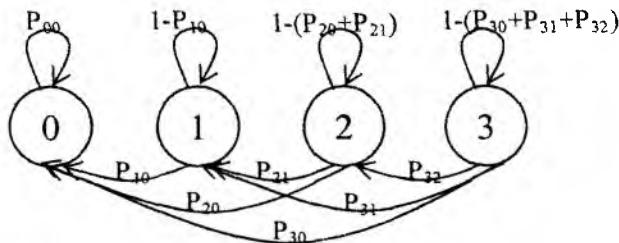
$\lambda_3 = 1/2$ The eigenvector is (0,1,2,0)

$\lambda_4 = 1/2$ The eigenvector is (4,1,2,0)

Then :

$$P^n = \begin{bmatrix} 2^{-n} & 0 & 0 & 1-2^{-n} \\ \frac{n(n-1)}{2^{n+1}} & 2^{-n} & 2^{-n} & 1-\frac{n^3+n+2}{2^{n+1}} \\ 2^{-n} & 0 & 2^{-n} & 1-\frac{n+1}{2^n} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Example (3): shows the state of operator's health. State "0" is mortal .



We get as before:

$\lambda_1 = 1$ The eigenvector is (1,1,1,1)

$\lambda_2 = 1/4$ The eigenvector is (0,0,0,1)

$\lambda_3 = 1/4$ The eigenvector is (0,0,4,1)

$\lambda_4 = 1/4$ The eigenvector is (0,16,-12,1)

$$P^n = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1-4^{-n} & 4^{-n} & 0 & 0 \\ 1-7(4^{1-n})-4^{-2-n}*(16n-12) & 3(4^{1-n})+4^{-2-n}*(16n-12) & 4^{-n} & 0 \\ 1-\frac{7}{16}(4^{-n}+2n)+\frac{1}{16}(-4(-1+n)n^2-4^{-n}(1+4n)) & \frac{3}{16}(4^{-n}+2n)+\frac{1}{16}(4(-1+n)n^2-4^{-n}(1+4n)) & \frac{1}{4}(4^{-n+2n}) & 0 \end{bmatrix}$$

Model (1):

Let the person responsible for the impact (crash) react with the determined sequence of n technological operations, the duration of which is exponentially distributed with parameter μ_i .

It is natural to consider the operations of an emergency as the state space. S_0 is the state of expected trouble-free operation of the system. The Kolmogorov equation for the probability of states in the natural condition of normalization $\sum P_i(t) \equiv 1$ we construct in a standard way. The limit as $t \rightarrow \infty$ of the probability P_i exists, they are stationary and do not depend on the initial probability distribution.

When $P'_i(t) = 0$ and $\sum P_i = 1$, solving the resulting recurrence algebraic equations, we obtain, very similar to the classical formula of Erlang, the limiting state probabilities:

$$P_0 = \frac{1}{(1 + \sum_{i=1}^n \frac{\lambda_i}{\mu_i})}; P_i = \frac{\frac{\lambda_i}{\mu_i}}{(1 + \sum_{j=1}^n \frac{\lambda_j}{\mu_j})}, i = 1 \dots n$$

Model (2):

With all the assumptions of the previous model, time and quality of operations for emergency response depends on the human operator's health, which, in turn, depends on the state of the system (and the harmful effects of stress). We assume that the operator can be in two states of health, and call them "healthy" and "sick", assuming the probability of recovery of health in the process of liq-

uidation of the accident is zero, and the probability of being sick during the i -th operation is b_i . After completing all the work (and before the time of the next emergency comes) the operator's health is restored, or he is replaced. Then the transition probabilities for each pair of neighboring states of the operator is $b_i \mu_i$ and $(1-b_i) \mu_i$. The state of the system, the intensity of rehabilitation and the probabilities regarded to incomplete performance of the operator, respectively, are i_b , μ_b and P_{ib} .

From the recurrence relations obtained in the limiting case of the corresponding equations of Kolmogorov [5], with the notation:

$$B_k = \prod_{j=1}^{k-1} (1-b_j); \quad A_k = 1 - B_k; \quad A_0 = A_1 = 0$$

$$B_0 = B_{1=1}; \quad \sum 1 = \sum_0^n B_k / \mu_k, \quad \sum 2 = \sum_0^n A_k / \mu_k,$$

we get with $k = 2, \dots, n$:

$$P_k = \frac{B_k}{\mu_k(\Sigma_1 + \Sigma_2)}, \quad P_{k,b} = \frac{A_k}{\mu_k^b(\Sigma_1 + \Sigma_2)}$$

$$P_0 = \frac{B_{n+1}}{\lambda(\Sigma_1 + \Sigma_2)}, \quad P_{0,b} = \frac{A_{n+1}}{\lambda(\Sigma_1 + \Sigma_2)}, \quad P_0^* = \frac{1}{\lambda(\Sigma_1 + \Sigma_2)}$$

The probabilities $P^* = P_i P_{ib}$, $1 - P^*_0$ and P_{0b} are usually of practical interest.

In conclusion, we note that the assumption under which the queuing system adequately simulates our system is that the flow of events is stationary. For very small $\lambda \ll 1$ it is valid for the considered flow.

However, from the exponential distribution of lengths of intervals between accidents follows that short intervals are most likely. Thus, the QS model is best suited for rescue teams, for which the disaster is a "steady state". Experiments in MathCAD for the case $n=3, 5, 10$ (the number of operations in the processing chain to address the accident) and $\lambda=0.3, 0.1, 0.05$, $\mu_i = 0.8$ for $P(S_0) = 1$ has confirmed that the settling time is $t \cong 5$. In this case, an average time is less than the time of the system's operation $(1 / \lambda + n / \mu)$.

The above proposed model is naturally extended to the case of other different disasters (Erlang flow and absorbing states), but now it becomes clear that the accident, and even more disasters have different distributions, i.e., power distribution. This leads to more sophisticated than QS mathematical models, which do not fit the classical theorem by Khintchin [5] on the convergence to a simple flow.

Reference: 1. Daniel P. Heyman and Matthew J. Sobel. Stochastic Models in Operations Research, 2004. 2. B. V. Ramana. Higher Engineering Mathematics, 2007. 3. Yu. Kabanova, R. Liptser and J. Stoyanov From stochastic calculus to Mathematical Finance, 2006. 4. Warren Ewens Mathematical Population Genetics // Second edition, 2004. – P. 104-109. 5. Хинчин, А.Я. Работы по математической теории массового обслуживания – М. : ГИ Физ-мат.лит., 1963. – 235с.

Харьковский национальный
университет радиотехники

Поступила в редколлегию 05.06.2012

ВЛИЯНИЕ ИНДУКЦИИ ФОКУСИРУЮЩЕГО ПОЛЯ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ КОМБИНИРОВАННОГО УМНОЖИТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

Умножение частоты в приборах СВЧ-электроники – один из способов создания источников колебаний в терагерцовом и субтерагерцовом диапазоне. Применение для этой цели классических приборов сопряжено с необходимостью использования больших коэффициентов умножения, величина которых достигает нескольких десятков, что приводит к малой эффективности таких устройств. Значительно уменьшить коэффициент умножения частоты позволяют приборы дифракционной электроники (орotronы, генераторы дифракционного излучения (ГДИ) и др.), которые изначально позиционировались для работы на длине волны менее 1 см [1 – 3].

Наиболее распространенными являются многокаскадные схемы построения умножителей частоты на основе приборов с кратковременным и длительным взаимодействием [4 – 6]. Повышение рабочей частоты источников колебаний сопровождается уменьшением эффективности длительного электронно-волнового взаимодействия в основном за счет снижения сопротивления связи и высокочастотного расслоения электронного потока. В связи с этим значительно усложняется теоретический анализ таких приборов, поскольку возникает необходимость учета многомерности пространства взаимодействия даже в приближении идеальной фокусировки, когда траектории электронов считаются прямолинейными [7, 8]. В случае конечных значений индукции фокусирующего поля увеличиваются поперечные смещения траекторий электронов, что влечет за собой изменение условий энергообмена потока заряженных частиц с высокочастотными полями. Следовательно, за счет изменения жесткости фокусировки можно добиться повышения эффективности электронно-волнового взаимодействия в комбинированном приборе и тем самым увеличить выходную мощность умножителя на высших гармониках частоты входного сигнала.

В данной работе построена нелинейная многомерная теория двухкаскадного умножителя частоты с учетом конечного значения индукции магнитного фокусирующего поля. Рассматривается комбинированный прибор с нерезонансным модулятором и резонансным выходным каскадом.

Постановка задачи и основные соотношения

Двухкаскадная схема гибридного умножителя частоты с ленточным электронным пучком представлена на рис. 1. В выбранной системе координат считается, что вдоль оси Ox параметры электронно-волновой системы не изменяются. Первый нерезонансный каскад обеспечивает модуляцию пучка по скорости и плотности тока за счет взаимодействия с полем входного сигнала частоты ω , а также усиление этого сигнала. В результате на выходе модулятора формируется периодическая последовательность электронных сгустков, которая

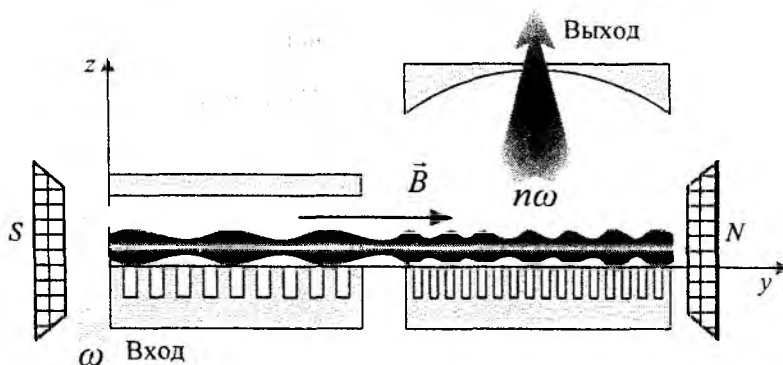


Рис. 1

поступает в выходной резонансный каскад, где происходит возбуждение электромагнитного поля на частоте $n\omega$ (n – коэффициент умножения) соответствующей гармоники высокочастотного тока. Добротность резонансной электродинамической системы выходного каскада считается достаточно большой для того, чтобы в полосу пропускания резонатора попадала только одна гармоника частоты входного сигнала.

Ленточный электронный поток фокусируется магнитостатическим полем с индукцией \vec{B} , которая в общем случае имеет несколько координатных компонент. Предполагается, что поперечные компоненты магнитного поля малы по сравнению с продольной, направленной вдоль оси Oy .

Многомерная теория комбинированного умножителя частоты строится на основе двух подходов к описанию электронно-волнового взаимодействия для волновых (нерезонансных) и колебательных (резонансных) систем. В модуляторе реализуется нерезонансный энергообмен электронов с полем синхронной пространственной гармоники замедляющей системы (ЗС). В результате продольная амплитудная огибающая высокочастотного поля в модуляторе формируется самосогласованным образом в процессе электронно-волнового взаимодействия. В выходном каскаде огибающая поля фиксирована и определяется рабочей модой открытого резонатора [2].

Уравнения трехмерного движения электронов в высокочастотных и статических полях могут быть сформулированы в едином виде для различных каскадов умножителя частоты. При переходе к безразмерным параметрам система скалярных уравнений движения записывается в переменных Лагранжа следующим образом [8]:

$$\begin{aligned} \frac{d^2\theta}{d\xi^2} &= \left(1 + \frac{1}{\Phi} \frac{d\theta}{d\xi}\right)^3 \left[\frac{\Phi}{2} \left\{ \begin{matrix} F(\xi) \\ Ff(\xi) \end{matrix} \right\} \Psi_y(Z) \cos\left(\left\{ \begin{matrix} 1 \\ n \end{matrix} \right\} \alpha + \gamma\right) - \Phi \beta_c^2 B_z(\xi, Z) v_x \right], \\ \frac{d^2Z}{d\xi^2} &= \left(1 + \frac{1}{\Phi} \frac{d\theta}{d\xi}\right)^2 \left[\frac{1}{2} \left\{ \begin{matrix} F(\xi) \\ Ff(\xi) \end{matrix} \right\} \left(-\frac{\Phi}{2} \Psi_z(Z) \sin\left(\left\{ \begin{matrix} 1 \\ n \end{matrix} \right\} \alpha + \gamma\right) + \frac{dZ}{d\xi} \Psi_y(Z) \cos\left(\left\{ \begin{matrix} 1 \\ n \end{matrix} \right\} \alpha + \gamma\right) \right) - \right. \\ &\quad \left. - \beta_c^2 v_x \left(\frac{\Phi}{2} B_y(\xi, Z) + \frac{dZ}{d\xi} B_z(\xi, Z) \right) + \beta_q^2 (Z - Z_b) \right], \quad (1) \\ v_x &= \frac{H}{L} \int_{z_0}^Z B_y(\xi, Z') dZ' - \int_0^\xi B_z(\xi', Z) d\xi', \end{aligned}$$

где $\theta = \omega t - \Phi\xi - \phi_0$ – изменение фазового положения электрона относительно синхронной волны в процессе взаимодействия [9]; $\Phi = \beta_c L$ – статический угол пролета электроном пространства взаимодействия; $\beta_c = \frac{\omega}{v_0}$ – электронное волновое число; v_0 – начальная продольная

скорость электронов; $\xi = \frac{y}{L}$ и $Z = \frac{z}{H}$ – нормированные на соответствующий масштаб продольная и поперечная координаты; F и γ – амплитуда и фаза сигнала, которые отличаются для разных каскадов умножителя; $\alpha = \theta + \Phi b \xi + \phi_0$; $b = 1 - \frac{v_0}{v}$; $\beta_c = \Phi \frac{\omega_c}{\omega}$ – циклотронный

угол пролета; $\omega_c = \frac{eB_0}{m}$ – циклотронная частота; e и m – заряд и масса покоя электрона; B_0 – постоянная составляющая индукции фокусирующего магнитного поля; $\beta_q = \Phi \frac{\omega_q}{\omega}$ –

плазменный угол пролета электронов; $\omega_q = \sqrt{\frac{e\rho}{\epsilon_0 m}}$ – плазменная частота; ρ – плотность заря-

да; ϵ_0 – диэлектрическая постоянная; B_y и B_z – нормированные на B_0 координатные компоненты вектора магнитной индукции фокусирующего поля.

Верхние множители в фигурных скобках соответствуют модулирующему нерезонансному каскаду, нижние – выходному резонансному каскаду. Вид продольной амплитудной огибающей $f(\xi)$ и поперечных огибающих $\Psi_{y,z}(Z)$ высокочастотного поля определяется конфигурацией электродинамической системы прибора.

Уравнение возбуждения поля в электродинамической системе с модулированным потоком заряженных частиц можно представить в обобщенном комплексном виде:

$$M[F \exp(-i\gamma)] = 0. \quad (2)$$

Амплитуда колебаний F является функцией продольной координаты в модуляторе и функцией времени в резонансном выходном каскаде. M – дифференциальный оператор, который зависит от типа электронно-волновой системы:

$$M = \begin{cases} \frac{d}{d\xi} + d + i\Phi b - RS_d(F, \gamma, \xi) \exp(i\gamma) & - \text{нерезонансный каскад,} \\ \frac{d}{d\tau} + 1 - i\Delta\omega - GS(F, \gamma) \exp(i\gamma) & - \text{резонансный каскад,} \end{cases} \quad (3)$$

где d – параметр затухания (мнимая часть постоянной распространения); τ – безразмерное время; $\Delta\omega = 2Q \frac{n\omega - \omega'}{\omega'}$ – относительная расстройка частоты колебаний в выходном каскаде и действительной части собственной частоты резонатора на рабочей моде; Q – нагруженная добротность; R и G – параметры эффективности взаимодействия в модуляторе и выходном каскаде соответственно; $S_d(F, \gamma, \xi)$ – комплексная дифференциальная крутизна колебательной характеристики нерезонансного каскада; $S(F, \gamma)$ – средняя комплексная крутизна колебательной характеристики выходного резонансного каскада:

$$S = \frac{1}{2\pi F \delta} \int_0^1 f(\xi) \int_{z_1}^{z_2} \Psi(Z) \int_0^{2\pi} \left(1 - i \frac{H}{L} \frac{dZ}{d\xi} \right) \exp(in\alpha) d\phi_0 dZ_0 d\xi. \quad (4)$$

Выражения (1), (2) составляют исходную систему уравнений для определения характеристик комбинированного двухкаскадного умножителя частоты с учетом конечного значения индукции магнитного фокусирующего поля B_0 . Данную систему уравнений необходимо дополнить начальными условиями на входе каждого каскада. Для модулятора предполагается отсутствие предварительной модуляции электронного потока и поступление внешнего сигнала непосредственно в пространство взаимодействия. В выходной каскад поступает модулированный электронный поток, а соответствующие начальные условия для уравнений движения задаются, исходя из решения задачи о самосогласованном электронно-волновом взаимодействии в модуляторе.

Анализ результатов

Решение исходной самосогласованной системы уравнений проводилось в рамках модели, учитывающей различные значения параметра начального рассинхронизма Φb в модуляторе и выходном каскаде умножителя. Такой подход позволяет анализировать влияние фокусирующего магнитного поля на выходные характеристики прибора в наиболее эффективных режимах работы, которые в многокаскадных системах обычно реализуются при изменении пространственного рассинхронизма на различных участках пространства взаимодействия [10]. Таким образом, при численных расчетах для заданного коэффициента умножения n параметры электронно-волновой системы подбирались таким образом, чтобы для случая

замагниченного электронного потока обеспечить максимальное значение коэффициента преобразования частоты [5]:

$$K = 20 \lg \frac{F_n}{F_0}, \quad (5)$$

где F_n – амплитуда выходного сигнала умножителя на n -й гармонике основной частоты; F_0 – амплитуда входного сигнала на основной частоте ω . Предполагалось также, что с увеличением номера временной гармоники соответствующим образом изменяется период ЗС выходного каскада.

На рис. 2 представлены результаты расчетов зависимостей максимального коэффициента преобразования K от нормированной циклотронной частоты для $n = 4$ и различных значений отношения рабочего тока к пусковому I_{st}^{-1} . Для каждого значения индукции фокусирующего поля (параметр $\omega_c \omega^{-1}$) выбирались значения стационарной фазы колебаний, обеспечивающие максимальную выходную амплитуду сигнала на частоте $n\omega$. Продольная амплитудная огибающая высокочастотного поля в выходном каскаде считается гауссовой. Штриховыми линиями обозначены значения коэффициента K для случая жесткой фокусировки ($\omega_c \omega^{-1} \rightarrow \infty$), когда можно пренебречь поперечными смещениями траекторий электронов. Очевидно, что зависимости $K(\omega_c \omega^{-1})$ имеют выраженный максимум, причем оптимальное значение нормированной циклотронной частоты практически не зависит от параметра I_{st}^{-1} и составляет $\omega_c \omega^{-1} \approx 0.3$. Резкое уменьшение выходной амплитуды для значений $\omega_c \omega^{-1} < 0.26$ обусловлено сильным токооседанием на поверхность ЗС.

Для исследования механизмов повышения эффективности умножителя за счет изменения индукции фокусирующего поля был проведен траекторный анализ в пространстве взаимодействия выходного каскада. На рис. 3 представлены траектории десяти электронов, равномерно распределенных по начальным фазам каждого из пяти парциальных слоев пучка для двух значений нормированной циклотронной частоты: $\omega_c \omega^{-1} = 0.55$ (рис. 3, а) и $\omega_c \omega^{-1} = 0.3$ (рис. 3, б). Прицельное расстояние выбиралось равным начальной толщине электронного

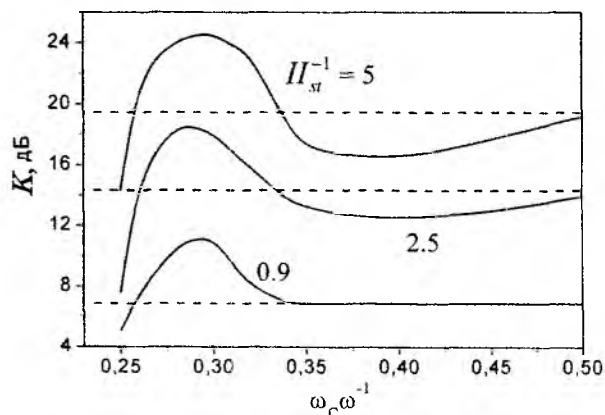


Рис. 2

Для исследования механизмов повышения эффективности умножителя за счет изменения индукции фокусирующего поля был проведен траекторный анализ в пространстве взаимодействия выходного каскада. На рис. 3 представлены траектории десяти электронов, равномерно распределенных по начальным фазам каждого из пяти парциальных слоев пучка для двух значений нормированной циклотронной частоты: $\omega_c \omega^{-1} = 0.55$ (рис. 3, а) и $\omega_c \omega^{-1} = 0.3$ (рис. 3, б). Прицельное расстояние выбиралось равным начальной толщине электронного

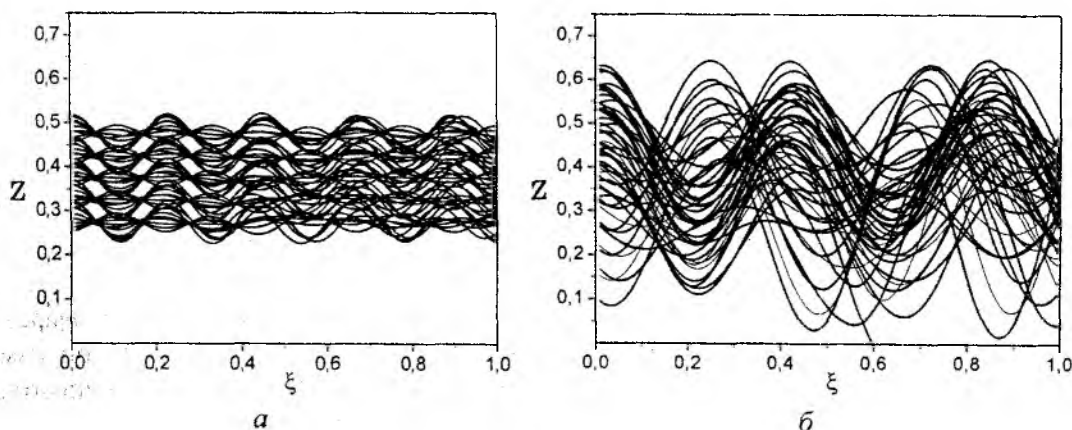


Рис. 3

потока $\delta = 0.25$. Ослабление фокусировки сопровождается увеличением поперечных смещений траекторий электронов и, как следствие, взаимодействием части пучка с интенсивным высокочастотным полем вблизи поверхности ЗС. Однако, как следует из графиков на рис. 2, увеличение толщины электронного потока при уменьшении индукции фокусирующего поля может приводить и к снижению эффективности взаимодействия ($K(0.4) < K(0.5)$). Кроме того, при ослаблении фокусировки несколько изменяется смысл понятия высокочастотного расслоения пучка. Каждый парциальный поток за время движения в пространстве взаимодействия оказывается на различных расстояниях от поверхности ЗС, что непосредственно сказывается на фазировке электронов в многомерном высокочастотном поле. В связи с этим имеет смысл говорить о высокочастотном расслоении в каждом поперечном сечении электронного потока в целом, поскольку распределение амплитуды поля по парциальным потокам в данном случае не является фиксированным, а формируется самосогласованным образом в процессе электронно-волнового взаимодействия.

Следовательно, повышение эффективности умножителя частоты для значения $n = 4$ за счет изменения индукции фокусирующего поля обусловлено совместным воздействием факторов, связанных с многомерным движением электронов в пространстве взаимодействия.

Выводы

Разработана многомерная теория двухкаскадного комбинированного умножителя частоты мм и субмм диапазона, которая позволяет определять эксплуатационные характеристики прибора с учетом конечного значения индукции магнитного фокусирующего поля для различных уровней мощности входного сигнала.

Установлено повышение коэффициента преобразования частоты на 4-5 дБ для значений коэффициента умножения $n = 4$ за счет нарастания поперечных смещений траекторий электронов при ослаблении фокусировки и перераспределения плотности электронных сгустков по толщине пучка. Токооседание на поверхность ЗС снижает эффективность взаимодействия и тем самым ограничивает допустимый диапазон изменения индукции фокусирующего поля.

Полученные в работе результаты позволяют установить физические причины изменения коэффициента преобразования частоты при ослаблении фокусировки и на этой основе разрабатывать эффективные методы повышения эффективности взаимодействия в комбинированных умножителях частоты О-типа с ленточными электронными потоками.

Список литературы: 1. Русин, Ф. С., Богомолов, Г. Д. Оротрон как генератор миллиметрового диапазона // Электроника больших мощностей. Сб. 5. – М.: Наука, 1968. – С. 45 – 51. 2. Шестопалов, В. П. Дифракционная электроника. Харьков: Вища шк., 1976. – 231 с. 3. Русин, Ф. С., Синенко, Л. А., Костромин, В. П. Оротрон – преобразователь частоты // Радиотехн. и электрон. 1977. Т. 22. №8. – С. 1670 – 1672. 4. Булгаков, С. А., Ваврич, Д. М., Третьяков, О. А. Теория резонансных умножителей частоты с распределенным взаимодействием О-типа // Радиотехника. – 1987. – Вып.81. – С. 100 – 107. 5. Ни, Н. П., Ходаков, В. Г. Двухкаскадный умножитель частоты на ЛБВ с обратной связью в цепи усилителя // Электронная техника. Сер. 1. Эл-ка СВЧ. – 1971. – №3. – С. 82 – 87. 6. Walter M. T., Nusinovich G. S., Lawson W. G. et al. Design of a frequency-doubling, 35-GHz, 1-MW gyrokystron // IEEE Trans. on Plasma Science. – 2000. – Vol. 28, – №3. – P. 688 – 694. 7. Одаренко, Е. Н., Шматько, А. А. Нелинейная теория неавтономных многомерных электронно-волновых систем миллиметрового диапазона (усилители и умножители) // Успехи современной радиоэлектроники. – 2007. – № 10. – С. 33—45. 8. Одаренко, Е. Н., Шматько, А. А. Умножение частоты в гибридной электронно-волновой системе с длительным взаимодействием (двумерная модель) // Вісник СумДУ. Серія «Фізика, математика, механіка». – 2007. – № 1. – С. 61 – 74. 9. Роу, Дж. Е. Теория нелинейных явлений в приборах сверхвысоких частот. – М.: Сов. Радио, 1969. – 616 с. 10. Филимонов, Г. Ф., Бадлевский, Ю. Н. Нелинейное взаимодействие электронных потоков и радиоволн в ЛБВ. – М.: Сов. радио, 1971. – 184 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 21.08.2012

ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ СИСТЕМИ ФАЗОВОГО АВТОПІДСТРОЮВАННЯ ЧАСТОТИ З РОЗШИРЕНОЮ СМУГОЮ ЗАХОПЛЕННЯ

Вступ

Розширення смуги захоплення досягається за рахунок зміни структури побудови системи фазового автопідстроювання (ФАП) частоти з додатковими зворотними зв'язками (ДЗЗ) за фазою з динамічно регульованими параметрами (ДРП) за нелінійними законами. Для цього в [1] пропонується ввести у таку систему два фазові модулятори з прямим та інверсним включенням. Еволюція запропонованого класу систем ФАП з розширеною смугою захоплення описується нелінійним диференціальним рівнянням четвертого порядку. Отримати його рішення у явному вигляді аналітичними методами немає можливості, але можна застосувати чисельні методи. Однак такий шлях не дозволяє точно встановити взаємозв'язок основних характеристик системи із параметрами функціональних ланок кола управління. Тому найбільш ефективним способом дослідження основних властивостей запропонованого класу систем ФАП з розширеною смугою захоплення є імітаційне моделювання на основі пакету візуального та ситуаційного моделювання Simulink програмної системи MATLAB.

Мета статті – оцінити ефективність прийнятих технічних рішень щодо удосконалення систем ФАП, запропонувавши імітаційну модель швидкодіючої системи ФАП синтезатора частот з ДЗЗ за фазою з ДРП за нелінійними законами з розширеною смугою захоплення для визначення її смуги захоплення, яка досліджується за допомогою пакету візуального та ситуаційного моделювання Simulink програмної системи MATLAB [2, 3].

Викладення основного матеріалу

В роботі [1] запропонована функціональна схема швидкодіючої системи ФАП синтезатора частот з ДЗЗ за фазою з ДРП за нелінійними законами з розширеною смугою захоплення, яка наведена на рис.1.

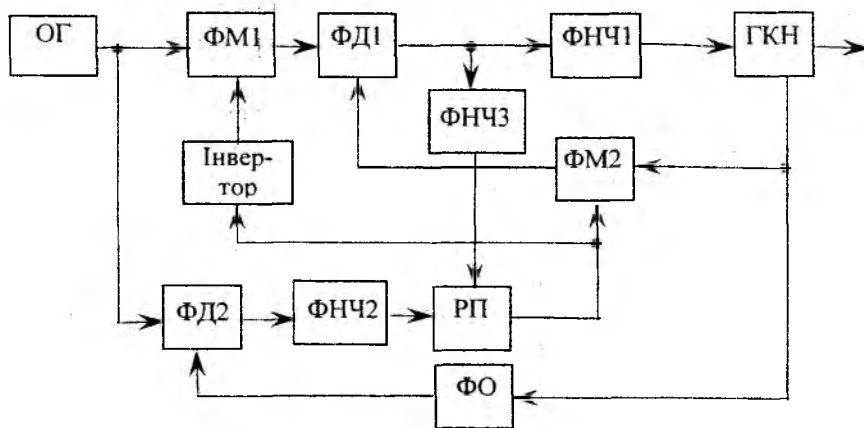


Рис.1

Імітаційна модель системи ФАП синтезатора частот з ДЗЗ за фазою з ДРП за нелінійними законами з розширеною смугою захоплення, розроблена за допомогою пакету візуального та ситуаційного моделювання Simulink програмної системи MATLAB, представлена на рис.2.

Генератор вхідного сигналу (опорний генератор (ОГ)) у вигляді генератора пилоподібної напруги представлено на рис.3.

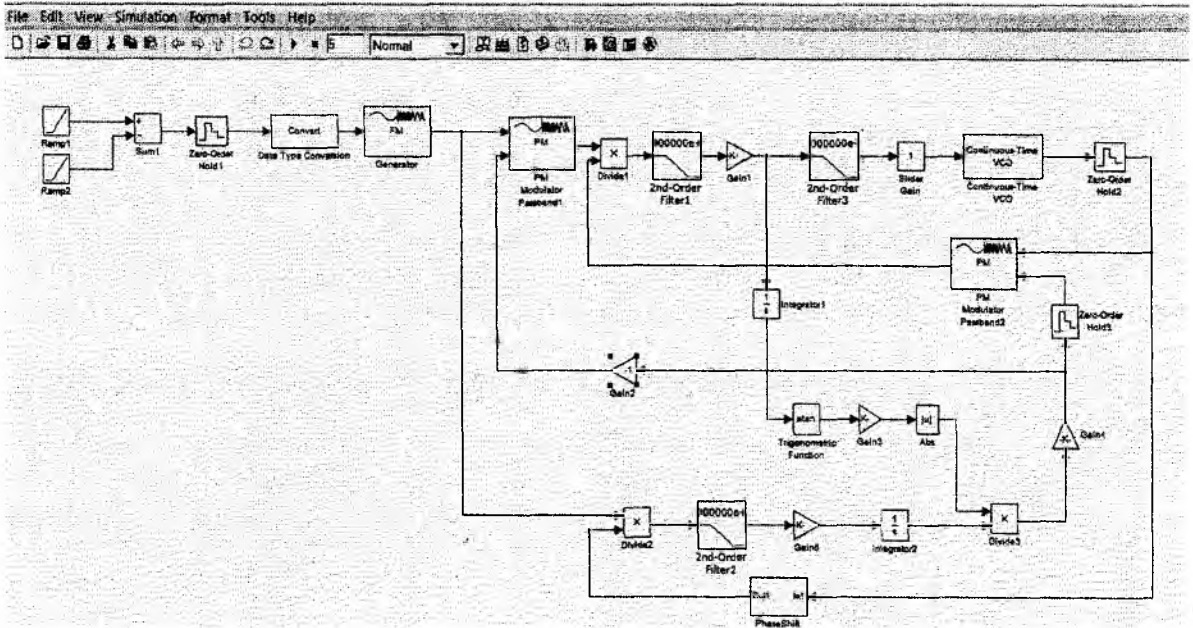


Рис.2

Фазовий детектор ФД1 представлений за допомогою перемножувача Divide1 та фільтру 2nd-Order Filter1 (рис.4), фазовий детектор ФД2 – за допомогою Divide2 та фільтру 2nd-Order Filter2 відповідно.

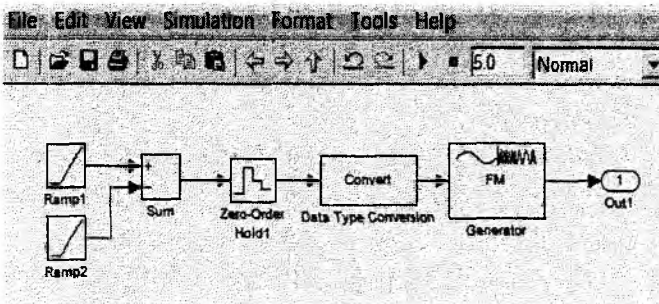


Рис.3

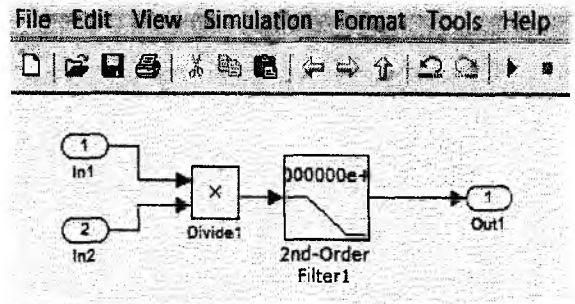


Рис.4

Фазообертач (ФО) у вигляді блоку PhaseShift представлено на рис.5.

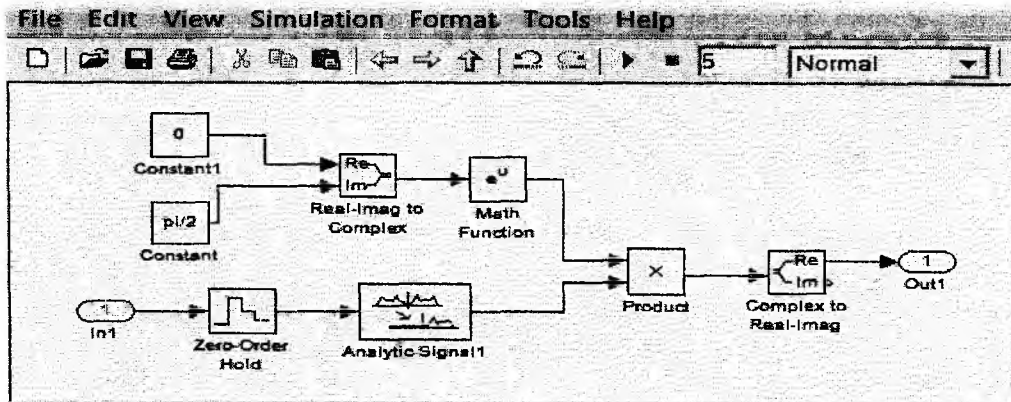


Рис.5

В якості інвертора використовується підсилювач Gain2 з коефіцієнтом підсилення $K = -1$.

Регульований підсилювач (РП) представлений блоком Abs і перемножувачем Divide3, регулювання коефіцієнту підсилення якого здійснюється по нелінійному закону $\text{arctg}(x)$ за

допомогою блоків Trigonometric Function виду atan і підсилювача Gain3 для нормування характеристики даного закону.

Решта елементів функціональної схеми представлені типовими функціональними блоками з бібліотечного модуля, а саме:

- фазові модулятори (ФМ1 і ФМ2) – блоками PM Modulator Passband1 і PM Modulator Passband2, відповідно;
- генератор керованої напруги (ГКН) – блоком Continuous-Time VCO;
- перший фільтр нижніх частот (ФНЧ1) – блоком 2nd-Order Filter3;
- другий і третій фільтри нижніх частот (ФНЧ2 і ФНЧ3) – звичайними інтеграторами (Integrator).

Наведемо вихідні дані для визначення смуги захоплення системи ФАП шляхом імітаційного моделювання:

- час моделювання – 5 с;
- частота вхідного генератору і ГКН – 140 Гц;
- період дискретизації – 1/1400; девіація частоти вхідного генератору і ГКН – 1 Гц;
- діапазон зміни частоти вхідного генератору – від – 30 до + 30 Гц відносно номінального значення за лінійним законом;
- різниця фаз на виході ФД1 – $-\pi$;
- крутизна характеристики управління частотою ГКН – 30 Гц/В;
- швидкість зміни частоти вхідного сигналу за лінійним законом – 37,5 Гц/с.

Результати моделювання. Часові діаграми вихідних сигналів ФД1 (верхня діаграма) і ФД2 (нижня діаграма) при пилоподібній зміні частоти вхідного сигналу, які ілюструють режими: биття, захоплення, утримання і зриву синхронізму, наведено на рис.6.

Для порівняння величини смуги захоплення запропонованої системи ФАП з двома ФМ з розробленими раніше системами ФАП, була досліджена імітаційна модель системи ФАП з ДЗЗ за фазою з ДРП за нелінійними законами з одним ФМ.

Залежність смуги захоплення систем ФАП з одним ФМ та двома ФМ від смуги пропускання ФНЧ1 при початковій різниці фаз ГКН і генератору вхідного сигналу – $-\pi/2$ рад наведено на рис.7.

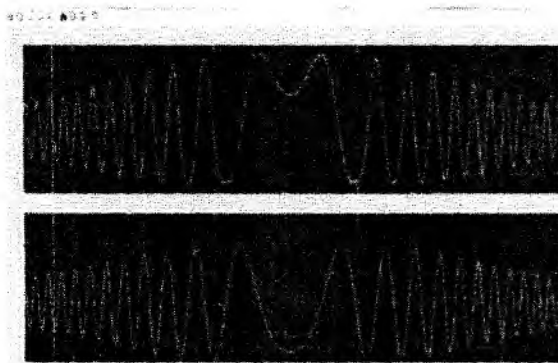


Рис.6



Рис.7

Залежність смуги захоплення систем ФАП з одним ФМ та двома ФМ від смуги пропускання ФНЧ1 при початковій різниці фаз $-\pi/4$ рад наведено на рис.8; при початковій різниці фаз 0 рад зображено на рис.9.

Аналіз результатів моделювання свідчить, що смуга захоплення в системі ФАП з двома ФМ може бути збільшена до 30 % в залежності від початкової різниці фаз генератору вхідного сигналу і генератору керованої напругою та смуги пропускання фільтру ФНЧ1 основного кола системи ФАП у порівнянні з швидкодіючою системою ФАП з одним ФМ.

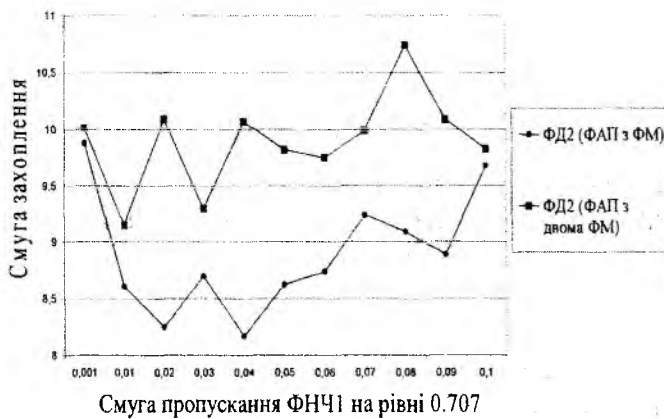


Рис.8

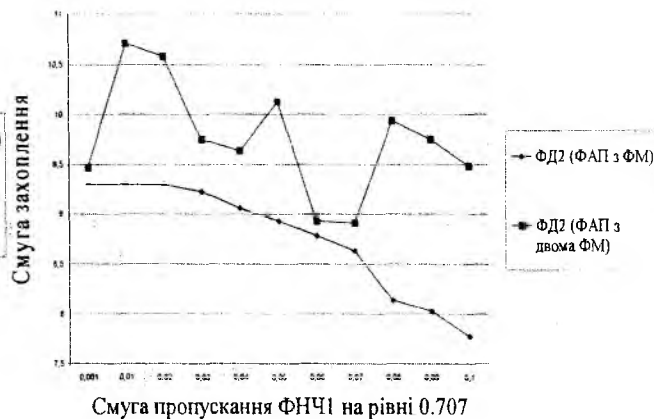


Рис.9

На рис.10 наведено залежність смуги захоплення від коефіцієнту підсилення в основному колі системи ФАП, яка має практично постійний характер крім значення коефіцієнту підсилення рівного 2, при якому величина смуги захоплення починає зменшуватися.

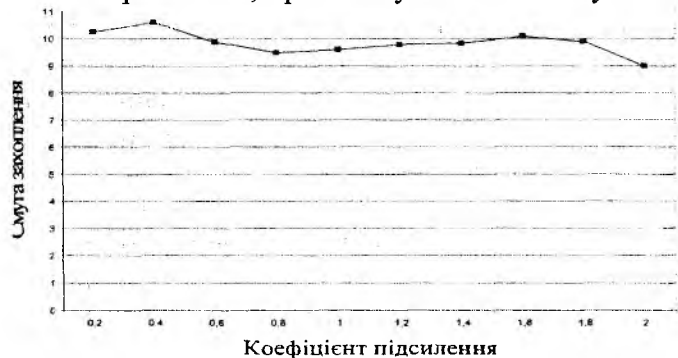


Рис.10

Аналіз результатів дослідження смуги захоплення запропонованої системи ФАП свідчить про її збільшення від 5% до 30% у порівнянні з системою ФАП з додатковими зворотними зв'язками за фазою з динамічно регульованими параметрами за нелінійними законами з одним фазовим модулятором.

Висновки

1. Найбільш ефективним способом дослідження смуги захоплення швидкодіючої нелінійної системи ФАП з додатковими зворотними зв'язками за фазою з динамічно регульованими параметрами за нелінійними законами з прямим та інверсним включенням двох ФМ, яка описується нелінійним диференціальним рівнянням четвертого порядку, є імітаційне моделювання на основі пакету візуального та ситуаційного моделювання Simulink програмної системи MATLAB.

2. Для оцінки ефективності прийнятих технічних рішень щодо удосконалення систем ФАП отримано імітаційну модель швидкодіючої нелінійної системи ФАП з додатковими зворотними зв'язками за фазою з динамічно регульованими параметрами за нелінійними законами з розширеною смугою захоплення.

3. Оцінка результатів моделювання показує, що смуга захоплення в системі ФАП з двома фазовими модуляторами у порівнянні з системою ФАП з одним ФМ збільшується від 5 до 30% в залежності від початкової різниці фаз ГКН і генератора вхідного сигналу (смуги пропускання фільтру ФНЧ1 основного кола системи ФАП)

4. Подальші дослідження доцільно проводити в напрямку визначення швидкодії запропонованої системи ФАП.

Список літератури: 1. Макаров, С.А., Рот, С.М., Чекунова, О.М. Математична модель швидкодіючої нелінійної системи фазового автопідстроювання частоти синтезатора частот з розширеною смугою захоплення // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. – 2011. – № 1(5). – С.128-131. 2. Сергиєнко, А.Б. Цифровая обработка сигналов. – СПб. : Питер, 2002. – 608 с. 3. Дьяконов, В.П., Круглов, В.В. MATLAB. Анализ, идентификация и моделирование систем. Спец. справочник. – СПб. : Питер, 2002. – 448 с.

РАСЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИК ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ЭЛЕКТРООТРИЦАТЕЛЬНОГО МЕТАМАТЕРИАЛА В КРУГЛОМ ВОЛНОВОДЕ НА ОСНОВЕ МНОГОСЛОЙНОГО ДИЭЛЕКТРИКА

Введение

Актуальная тенденция миниатюризации функциональных устройств СВЧ и КВЧ диапазонов обуславливает поиск новых подходов к решению этой задачи, в том числе и поиск новых материалов. Среди наиболее перспективных направлений решения этой задачи можно выделить направление с использованием метаматериалов – искусственных композитных структурированных сред, электрический и магнитный отклик которых существенно отличается от отклика составляющих метаматериал сред. Такого рода среды могут найти применение как в качестве поглощающих сред, так и при проектировании частотно-селективных устройств, антенн различных типов, в том числе антенн поверхностных волн. Использование метаматериалов в качестве подложек таких антенн позволяет не только существенно уменьшить геометрические размеры, но и существенно расширить рабочую полосу частот, управлять шириной основного лепестка, повышать эффективность излучения и т.д. [1 – 3].

Под метаматериалами понимают материалы, свойства которых обусловлены не столько индивидуальными физическими свойствами их компонентов, сколько специфической микро- и макроструктурой. Макроструктура таких материалов может быть обусловлена периодичностью системы однотипных элементов. В качестве однотипных элементов могут использоваться либо плоские или объемные диэлектрические или металлические элементы различной формы, либо композитные материалы.

В данной работе в качестве одиночного элемента будем рассматривать диэлектрические шайбы. В реальной ситуации они могут быть выполнены из карбонизированной гидроксилатапатитовой керамики ($CaO - P_2O_5 - SiO_2 - Fe_2O_3$). Такое вещество может стать основой композитных компонентов по нескольким причинам. Во-первых, достаточно хорошо развита технология его создания [4 – 7]. Во-вторых, у карбонизированной гидроксилатапатитовой керамики наблюдается достаточно сильная зависимость относительной диэлектрической проницаемости от частоты. За счет изменения композиции элементов, входящих в вещество, удается управлять этой зависимостью. Отметим, что магнитные свойства могут проявляться благодаря наличию магнетитов (Fe_2O_3) [8, 9]. Тонкие слои упомянутого вещества (длина $< 0.05\lambda$) могут рассматриваться как однородный изотропный диэлектрик.

Цель данной работы – определение оптимальной зависимости относительной диэлектрической проницаемости одного слоя композитного диэлектрика от частоты, при которой многослойной структуре можно поставить в соответствие диэлектрик с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_M < 0$ в круглом волноводе при условии, что на систему набегает H_{11} - волна. Каждый слой рассматривается как диэлектрическая шайба, радиус которой совпадает с радиусом волновода.

Система диэлектриков

Рассмотрим круглый волновод радиуса a , заполненный материалами с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_1 при $z < 0$ и $z > d + NL$, ϵ_2 при $0 < z < d$ и $d + nL + h < z < d + (n+1)L$, ϵ_3 при $d + nL < z < d + h + nL$, $n = 0, 1, \dots, N-1$, где $2N + 1$ – количество слоев. Относительная магнитная проницаемость всех сред $\mu = 1$. Схематическое изображение структуры представлено на рис. 1.

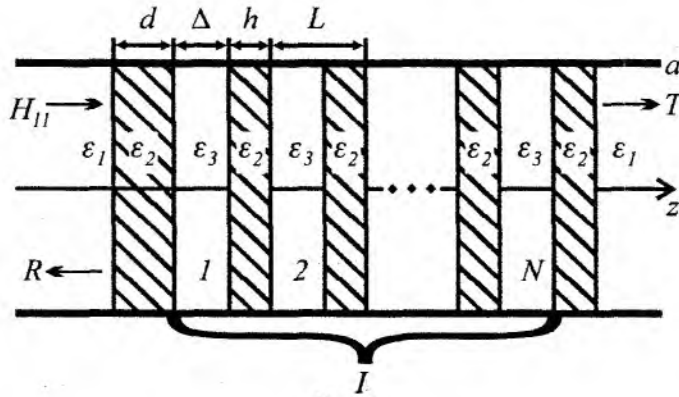


Рис.1

Применяя рекуррентную процедуру операторного метода, используя свойства полубесконечной периодической структуры [10], можно показать, что коэффициенты прохождения и отражения периодической системы $2N$ слоев (периодическая часть структуры обозначена как область I на рис.1), $N > 1$, могут быть определены по формулам:

$$\begin{aligned} R_N &= R_\infty + \tau e_N \rho e_N (1 - \rho e_N \rho e_N)^{-1} T_\infty, & T_N &= \tau e_N (1 - \rho e_N \rho e_N)^{-1}, \\ \rho &= (1 - r_3 e R_\infty e)^{-1} (r_3 - R_\infty) e, & \tau &= t_3 e (1 + R_\infty e \rho), \\ T_\infty &= e_L e^{-1}, & R_\infty &= (1 - t_3 e e^{i\beta L})^{-1} r, \\ e_L &= e^{i\beta L}, & e_N &= e^{i\beta L(N-2)}, & e &= e^{i\gamma_2 \Delta}, \end{aligned}$$

где L – период расположения слоев, Δ – длина шайбы с диэлектрической проницаемостью ϵ_2 , t_3 , r_3 – коэффициенты прохождения и отражения диэлектрической шайбы с диэлектрической проницаемостью ϵ_3 , длина которой $h = L - \Delta$, γ_2 – постоянная распространения H_{11} -

волны круглого волновода, $\gamma_2 = \sqrt{1 - \left(\frac{\mu_1}{k \sqrt{\epsilon_2} a} \right)^2}$, μ_1 – корень уравнения $J'_1(x) = 0$, $J_1(x)$ –

функция Бесселя первого порядка, β – постоянная распространения собственной волны периодической части структуры, определяемая уравнением [10]

$$1 - e^{-i\beta L} t_3 e - e r_3 e r_3 (1 - e^{i\beta L} e t_3)^{-1} = 0. \quad (1)$$

Единственное решение уравнения (1) выбирается из условия $|R_\infty| \leq 1$.

Коэффициенты прохождения и отражения T и R структуры, представленной на рис.1, могут быть определены из следующих выражений, полученных операторным методом [11 – 13]:

$$R = R_1 + T_2 e_d A_1, \quad T = t_{21} e_d A_2,$$

где

$$\begin{aligned} A_2 &= (1 - R_2 e_d r_{21} e_d)^{-1} T_1, & A_1 &= r_{21} e_d A_2, \\ T_1 &= T_N e_d A_3 t_{12}, & T_2 &= t_{21} e_d (R_N e_d A_3 r_{21} e_d T_N + T_N), \\ R_1 &= r_{12} + t_{21} e_d R_N e_d A_3 t_{12}, & R_2 &= T_N e_d A_3 r_{21} e_d T_N + R_N, \\ A_3 &= (1 - r_{21} e_d R_N e_d)^{-1}, \\ e_d &= e^{i\gamma_2 d}, \end{aligned}$$

d – длина первой диэлектрической шайбы, t_{mn} и r_{mn} – операторы прохождения и отражения от стыка двух полупространств, заполненных материалом с относительными диэлектриче-

скими проницаемостями ε_m и ε_n (волна набегаёт из области с диэлектрической проницаемостью ε_m), $m, n = 1, 2$.

Численные результаты

С учетом построенного выше алгоритма выбраны значения величин ε_2 и ε_3 , при которых коэффициент отражения исследуемой многослойной структуры стремится к коэффициенту отражения R_M диэлектрика той же длины $(d + NL)$ с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_M < 0$. Коэффициент прохождения не рассматривался, так как при исследуемых геометрических параметрах он намного меньше коэффициента отражения. Выбор оптимальных значений ε_2 и ε_3 осуществлялся по следующей схеме. Вначале для данного значения волнового числа k задавались центральные значения $\varepsilon_{2,0}$ и $\varepsilon_{3,0}$. Потом, на каждом n -м шаге, $n = 0, 1, 2, \dots$ выбирались значения $\varepsilon_{2,n,m} = \varepsilon_{2,0} \pm ms_n$ и $\varepsilon_{3,n,l} = \varepsilon_{3,0} \pm ls_n$, $m, l = 0, 1, 2, \dots$, принадлежащие отрезку

$$\varepsilon_{2,0} - \alpha_n \leq \varepsilon_{2,n,m} \leq \varepsilon_{2,0} + \alpha_n, \varepsilon_{2,n,m} > 1, \varepsilon_{3,0} - \alpha_n \leq \varepsilon_{3,n,l} \leq \varepsilon_{3,0} + \alpha_n, \varepsilon_{3,n,l} > 1,$$

где $\alpha_n = \alpha_{n-1} + \beta$, $\alpha_0 = 0$, s_n и β – заданные числа, и вычислялся коэффициент отражения R . Процедура прекращалась тогда, когда для наперед заданного δ выполнялось условие

$$|R - R_M| < \delta.$$

Отметим, что данная процедура находила ближайшие к центральным значениям относительной диэлектрической проницаемости.

На рис.2. представлены зависимости ε_2 (сплошная кривая) и ε_3 (пунктирная кривая) от волнового числа в 30% полосе для двух значений $\varepsilon_{2,0}$ и $\varepsilon_{3,0}$ при центральной частоте $ka = 2.4$. Значение $\varepsilon_M = -5$, погрешность δ выбиралась равной 0.1, $\varepsilon_1 = 1$, $d = 0.15$, $h = \Delta = 0.1$, $L = 0.2$, $N = 5$. Кривые 1 и 2 соответствуют случаю переменного значения ε_2 , кривая 3 – постоянному. Кривые представляют собой квазилинейную зависимость (за исключением центральной частоты). Вблизи центральной частоты зависимость ε_2 и ε_3 стремится к горизонтальной линии. Требование постоянного ε_2 приводит к более быстрому изменению значений ε_3 при изменении частоты по сравнению со случаем переменного ε_2 .

На рис.3. представлены зависимости ε_2 (сплошная кривая) и ε_3 (пунктирная кривая) от волнового числа при центральной частоте $ka = 2.4$. Параметры структуры $\varepsilon_1 = 1$, $d = h = 0.1$, $h = \Delta = 0.1$, $L = 0.2$, $N = 5$, $\varepsilon_M = -5$, $\delta = 0.1$. Кривые 1 соответствуют случаю переменного значения ε_2 , кривая 2 – постоянному. Очевидно, что чем ниже скорость вариации значений диэлектрической проницаемости при изменении частоты, тем легче с технологической точки зрения создать такой материал. Требование периодичности для первого слоя ($d = h$), приводит к значительному увеличению скорости убывания графика зависимости ε_2 и ε_3 от частоты. Кроме того, возможность изменять параметр d предоставляет еще одну степень свободы при создании метаматериала. При $ka > 2.575$ и постоянном ε_2 не удается добиться непрерывного изменения зависимостей от частоты, и они терпят разрыв, который в условиях реального материала, очевидно, невозможен.

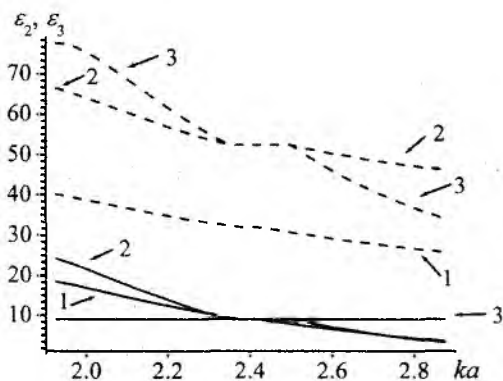


Рис.2

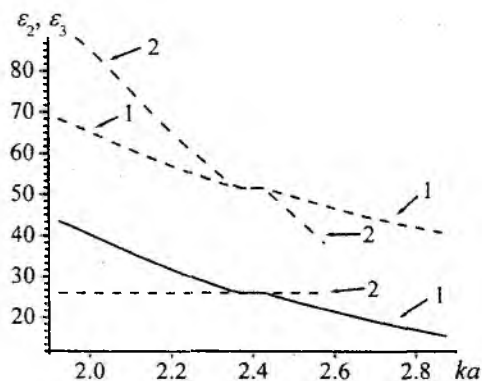


Рис.3

Выводы

Рассмотрена возможность создания многослойного материала, каждый слой которого представляет собой диэлектрическую шайбу в круглом волноводе. Предложен алгоритм выбора материальных параметров одиночных препятствий так, чтобы эквивалентная диэлектрическая проницаемость системы соответствовала диэлектрической проницаемости электроотрицательного метаматериала. В ходе расчетов установлено, что достаточно оптимальным является отказ от условия периодичности для первого слоя. Показано, что зависимость диэлектрической проницаемости шайб от частоты должна быть квази-линейной.

Построенная теоретическая модель позволяет рекомендовать параметры реального композитного материала (вещества), образующего один слой многослойной структуры.

Список литературы:

1. Kim, C., Ahn, H., Elles, D. S., Machado, M., Yoon, Y.-K. A high gain circular polarization antenna using metamaterial slabs // IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp. (APSURSI). – Toronto, July. 2010. – P. 1-4.
2. Cai, Y., Mias, C. Fast finite element time domain-floquet modal absorbing boundary condition modelling of periodic structures using recursive convolution // IEEE Trans. on Antennas Propag. – 2007. – Vol. 55, No. 9. – P. 2550-2558.
3. Wang, H., Tang, W., Shen, Z. On the design of radar absorbing materials using left-handed transmission line // Proc. IEEE Microwave Theory and Tech. Symp. Digest, Honolulu, Hawaii, USA. – 2007. – P.1475-1478.
4. Singh, R.K., Kothiyal, G.P., Srinivasan, A. Magnetic and structural properties of CaO-SiO₂-P₂P₅-Na₂O-Fe₂O₃ glass ceramics // Journal of Magnetism and Magnetic Materials. – 2008. – Vol. 320, No.7. – P.1352-1356.
5. Примак, Ю. Н., Ткаченко, Н. В. Особенности спекания и физические свойства карбонизированной гидроксилатапитной керамики // Вісник ХНУ, сер. «Фізика». – 2008. – Вип.11, № 821. – С.113-117.
6. Ткаченко, Н.В., Воронин, К.В., Зыман, З.З. Синтез и механические свойства карбонизированной гидроксилатапитной керамики // VIII Міжнар. наук. конф. «Фізичні явища в твердих тілах». 11 – 14 грудня 2007, Україна : тези доповідей. – Харків : Вид-во ХНУ імені В.Н. Каразіна, 2007. – С.145.
7. Zyman, Z., Tkachenko, M. CO₂ gas-activated sintering of carbonated hydroxyapatites // J.Eur.Ceram.Soc. 2011. Vol. 31. P. 241-248.
8. Singh, R.K., Kothiyal, G.P., Srinivasan, A. Evaluation of CaO-SiO₂-P₂O₅-Na₂O-Fe₂O₃ bioglass-ceramics for hyperthermia application // Materials Science Forum. – 2008. – Vol. 587-588. – P. 171-174.
9. Zyman, Z.Z., Tkachenko, M.V., Ol'khovik, L.P., Dedukh, N.V. Carbonated hydroxyapatite ceramics modified by magnetic particles // Intern. Conf. "Functional Materials" – Partenit, Crimea, Ukraine, 2007. – P.503.
10. Грибовский, А. В., Литвиненко, Л. Н., Просвирнин, С. Л. Дифракция электромагнитных волн на многослойной структуре из бесконечных металлических экранов с прямоугольными отверстиями // Радиофизика и радиоастрономия. – 2000. – Т.5, № 2. – С.166-170.
11. Литвиненко, Л. Н., Просвирнин, С.Л. Спектральные операторы рассеяния в задачах дифракции волн на плоских экранах. – Киев : Наук. думка, 1984. – 240 с.
12. Калиберда, М.Е., Литвиненко, Л.Н., Погарский, С.А. Дифракция волн типа H_{0m} и E_{0m} на системе аксиально-симметричных неоднородностей в коаксиальном тракте // Радиотехника и электроника. – 2010. – Т. 55, № 5. – С. 539-545.
13. Lytvunenko, L. M., Kaliberda, M. E., Pogarsky, S. A. Solution of Waves Transformation Problem in Axially Symmetric Structures // Frequenz. – 2012. – Vol. 66, No. 1-2. P. 17-25.

Харьковский национальный университет
им. В.Н. Каразіна

Поступила в редколлегию 17.08.2012

ЧИСЛЕННАЯ МОДЕЛЬ КОНТАКТА МЕТАЛЛ-ПОЛУПРОВОДНИК

Моделирование работы субмикронных полупроводниковых приборов (в частности, полевых транзисторов с затвором Шоттки [1, 2]) – актуальная и нетривиальная задача. Достоверность описания контактов особенно актуальна для короткоканальных приборов, характеристики которых в значительной степени определяются свойствами контактов. Неотъемлемой частью моделирования полупроводниковых структур является построение численных моделей контактов металл-полупроводник (КМП). Обычно в численной модели прибора контакт учитывается с помощью аналитических или эмпирических соотношений, которые не учитывают всех его особенностей и не позволяют исследовать физические процессы, происходящие на контакте.

Для анализа свойств и характеристик контактов необходима модель, учитывающая токовые процессы в контакте металл-полупроводник и прохождение носителей заряда через потенциальный барьер контакта. Общий ток через контакт металл-полупроводник описывается двумя составляющими: током из полупроводника в металл и током из металла в полупроводник. Эти явления, происходящие с разных сторон барьера, можно рассматривать отдельно.

В общем случае переход электрона из полупроводника в металл описывается с помощью уравнения Больцмана. В рамках макрочастичного подхода [1] по уравнениям движения отслеживается траектория перемещения макрочастицы. При попадании на контакт макрочастица остается в полупроводнике или может уйти в металл, если потенциальный барьер либо отсутствует (антизапорный слой), либо очень узок (тонкий запорный слой) и электроны могут сквозь него туннелировать. Такой КМП характеризуется коэффициентом прохождения носителей со стороны полупроводника. Обратный случай попадания электронов из металла в полупроводник зависит от разности работ выхода, следовательно, высоты барьера КМП и не может быть описан в рамках уравнения Больцмана. Для учета данного случая предлагается рассчитывать количество электронов, которые должны эмитировать с единицы площади контакта, и на каждом временном шаге проводить «впрыскивание» электронов в приконтактную область полупроводника.

Цель работы – создание и эксплуатация численной модели омического контакта металл-полупроводник и контакта с барьером Шоттки с использованием метода крупных частиц.

1. Теоретическая часть

Свойства контактов металл-полупроводник в первом приближении определяются разностью между работой выхода металла Φ_M и электронным сродством полупроводника χ . Контакты металл-полупроводник делятся на два типа: омический контакт с линейной или близкой к ней зависимостью тока от напряжения и контакт с барьером Шоттки, обладающий выпрямляющими свойствами [3]. Омические контакты являются одним из основных элементов любого полупроводникового прибора. Основное требование, предъявляемое к омическим контактам, заключается в том, что они не должны влиять на работу транзистора. Вольт-амперная характеристика омического контакта должна быть близка к линейной, а сам контакт не должен вносить заметного дополнительного сопротивления. В качестве дополнительного требования выдвигается требование малости шума контакта.

Энергетические диаграммы контактов металл-полупроводник n -типа с зазором шириной δ приведены на рис.1. На рис.1, а приведена диаграмма омического контакта, на рис.1, б – барьера Шоттки в контакте металла с полупроводником n -типа. Обозначения на рис.1: E_0 – уровень вакуума, Φ_M – работа выхода из металл, E_{fm} – уровень Ферми в металле, E_{M0} –

низший энергетический уровень в металле, χ – электронное сродство полупроводника, E_C – уровень дна зоны проводимости.

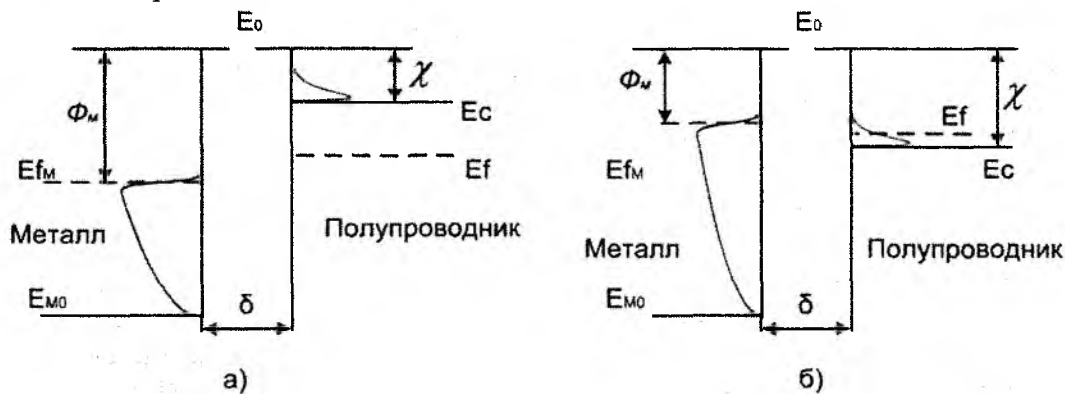


Рис.1

Если $\Phi_M > \chi$, то контакт металл-полупроводник будет обладать выпрямляющими свойствами, поскольку в зоне проводимости полупроводника существует барьер ($\Phi_M - \chi$). При прямом смещении полупроводник находится под отрицательным потенциалом по отношению к металлу и электроны движутся из полупроводника в металл [4].

1.1. Омические контакты с полупроводниками группы АІІВУ

Омический контакт можно получить несколькими способами [5]:

- 1) понизить плотность поверхностных состояний;
- 2) уменьшить высоту потенциального барьера за счет изменения химического состава приконтактной области;
- 3) увеличить концентрацию носителей заряда в приконтактной области.

В настоящее время из материалов группы АІІВУ широко используется в полупроводниковой микро- и нанoeлектронике арсенид галлия - для получения СВЧ-приборов, светодиодов, лазеров и ряда других устройств. Для этого материала наиболее распространенным методом создания омических контактов является образование в приконтактной области сильно легированного приповерхностного слоя, который значительно сужает потенциальный барьер металл-полупроводник [5]. Этот же метод был выбран для построения численной модели омического контакта.

В области малых токов хорошим приближением для описания омических контактов является приближение равновесной плотности носителей в приконтактной области [6]. Контактные области рассматриваются как области полупроводника с той же концентрацией примесей, что и в приконтактных областях. Если количество макрочастиц вблизи контакта ниже равновесного, происходит «впрыскивание» макрочастицы в приконтактную область. Таким образом, ток через контакт определяется отклонением концентрации носителей в области контакта от равновесной концентрации.

Одним из основных критериев омических контактов транзисторов с высокой подвижностью электронов можно считать глубину фронта сплавления в полупроводнике [3]. Стандартные величины глубины фронта сплавления для СВЧ транзисторов составляют 50 – 90 нм. Для приборов малых размеров этот параметр может составлять достаточно большую величину (до трети глубины канала) и он определяет глубину моделируемой контактной области.

Такая модель представления омического контакта проста в реализации и эффективна с точки зрения вычислительных затрат, однако имеет существенные ограничения: она не может быть применена в случае больших токов и не учитывает зависимость сопротивления контакта от температуры. Для более точного описания омических контактов необходим учет процессов прохождения свободными носителями барьера на КМП.

1.2. Барьер Шоттки

Второй тип контакта – контакт с барьером Шоттки. Вследствие того, что работа выхода электрона из металла превышает электронное сродство полупроводника, следует, что электроны металла не в состоянии преодолеть барьер – их энергия меньше, чем энергия дна зоны проводимости полупроводника. Поэтому имеет место односторонний перенос заряда из полупроводника в металл и образуется обедненная электронами область со стороны полупроводника и электроотрицательный слой со стороны металла. В результате создается электрическое поле, которое является тормозящим для электронов полупроводника, и таким образом ток через контакт прекращается.

Традиционно, при расчете статических вольт-амперных характеристик барьера Шоттки, учитывается термоэлектронная эмиссия и туннелирование носителей сквозь запирающий слой (термополевая эмиссия) [7]. При расчете туннельного тока, коэффициент туннельного прохождения рассчитывается методом Венцеля–Крамерса–Бриллюэна [8], который учитывает только подбарьерное прохождение носителей, не рассматривая механизмы взаимодействия заряженной частицы с потенциалом, в частности с надбарьерной областью [9]. Как указывалось в [7, 9], это приводит к неточному описанию процесса рассеяния и ошибкам при расчете параметров прохождения барьера. Такой метод расчета не дает удовлетворительной точности в области обратных токов. На практике обратные токи, как правило, превышают расчетные значения, полученные этим методом [7]. Гораздо более точное описание можно получить, если учесть такие эффекты как понижение высоты барьера Шоттки за счет сил зеркального изображения и электростатическое понижение барьера. Однако описание барьера таким методом затруднительно в широком диапазоне смещений. Предложенный в работе [10] метод матрицы переноса позволяет достаточно точно вычислить коэффициент прохождения и время прохождения, характеризующие движение электронов через барьер произвольной формы, описанный кусочно-непрерывными потенциалами. В работах [7, 10] исследовался процесс взаимодействия электрона с потенциалом, сформированным контактом металл-полупроводник с барьером Шоттки, при одновременном учете туннелирования и надбарьерного прохождения и была предложена методика расчета статических ВАХ диодов с барьером Шоттки на GaAs.

Барьеру Шоттки посвящено достаточно много статей, но, по-прежнему, вопрос исследования режимов его работы остается открытым.

1.3. Туннелирование через потенциальный барьер П-образного вида

Для моделирования перехода электронов между металлом и полупроводником необходимо решить задачу туннелирования электрона через барьер, общий вид которого изображен на рис.2.

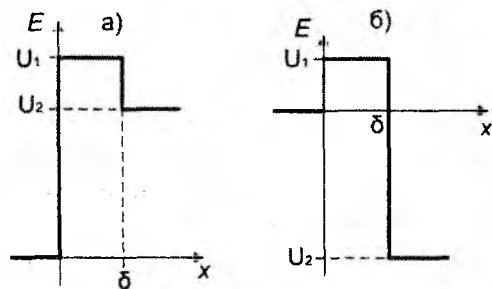


Рис.2

Электроны, движущиеся из металла в полупроводник, встречают потенциальный барьер, приведенный на рис. 2, а, где $U_2 = \Phi - \chi$.

Электроны, движущиеся из полупроводника в металл, приходят на этот барьер с другой стороны, что соответствует случаю, изображенному на рис. 2, б; здесь $U_2 = -(\Phi - \chi)$.

Решение стационарного уравнения Шредингера для электрона в поле барьеров, приведенных на рис.2, а и б, дает следующее выражение для коэффициента прохождения $D(E)$:

$$D = \begin{cases} \frac{4\mu^2 \kappa^2 \kappa_1^2}{(\kappa \kappa_1 + \mu^2) \sin^2(\mu a) + \mu^2 (\kappa + \kappa_1)^2 \cos^2(\mu a)}, & E > U_1; \\ \frac{16\kappa \kappa_1 \exp(-2\mu a)}{\kappa^2 + \kappa_1^2 + \mu^2 + \kappa_1^2 \left(\frac{\kappa^2}{\mu^2}\right)}, & U_2 < E < U_1; \\ 0, & E < U_2, \end{cases} \quad (1)$$

$$\text{где } \kappa = \frac{\sqrt{2mE}}{\hbar}, \kappa_1 = \frac{\sqrt{2m(E-U_2)}}{\hbar}, \mu = \frac{\sqrt{2m|E-U_1|}}{\hbar}.$$

На рис. 3 приведен график зависимости коэффициента прохождения $D(E)$ от энергии частиц. При его расчете использовались следующие значения физических параметров: $\chi(\text{GaAs}) = 4,07 \text{ эВ}$; $\Phi_M(\text{Al}) = 3,6 \text{ эВ}$; $E_{fm} = 7,08 \text{ эВ}$ (относительно низшего энергетического уровня в металле); ширина контактного зазора равна 1 нм .

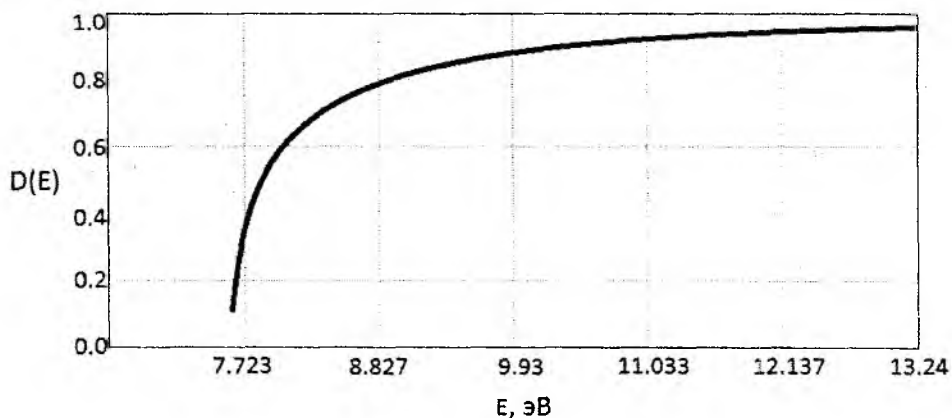


Рис. 3

Как следует из рисунка, с увеличением энергии электрона, налетающего на границу перехода металла и полупроводника, вероятность прохождения приближается к единице, т.е. через контакт проходят преимущественно высокоэнергетические электроны.

2. Модель контакта металл-полупроводник

Построение модели контакта металл-полупроводник можно разбить на три этапа:

- 1) моделирование рабочей области исследуемого полупроводникового образца;
- 2) расчет инжекции электронов из металла в полупроводник;
- 3) моделирование перехода электрона через потенциальный барьер П-образного вида.

2.1. Моделирование рабочей области полупроводника n-типа

При моделировании рабочей области полупроводника использовалась упрощенная версия численной модели, которая была разработана авторами ранее, и использовалась при исследовании полевых транзисторов с затвором Шоттки [1, 11]. Для построения достоверной модели процессов, происходящих в активной области полупроводника, необходимо промоделировать движение свободных электронов этой области. Данная задача является задачей о движении ансамбля взаимодействующих частиц в неоднородном поле и описывается кинетическим уравнением Больцмана:

$$\frac{\partial f}{\partial t} + \sum_i \frac{\partial f}{\partial \vec{r}_i} \frac{d\vec{r}_i}{dt} + \sum_i \frac{\partial f}{\partial \vec{p}_i} \frac{d\vec{p}_i}{dt} = S, \quad (2)$$

где f – функция распределения свободных носителей, S – столкновительный интеграл, \vec{r} и \vec{p} – координата и импульс свободных носителей.

Решение кинетического уравнения сводится к решению уравнений движения для носителей заряда в кристалле с учетом рассеяния:

$$\frac{d\vec{r}}{dt} = \frac{1}{\hbar} \frac{d\varepsilon_k}{dk} \text{ и } \frac{d\vec{k}}{dt} = \frac{1}{\hbar} \frac{\vec{F}}{m^*}, \quad (3)$$

где ε_k , m^* – энергия и эффективная масса носителя соответственно, \vec{F} – действующая на него внешняя сила.

Действие S учитывается благодаря реализации механизмов рассеяния. Для отработки основных положений модели контакта мы положили $S = 0$.

Для определения силы, действующей на носители заряда со стороны электрического поля, решается уравнение Пуассона (методом FACR):

$$\Delta\varphi = \frac{4\pi e}{\varepsilon\varepsilon_0} \left[\sum_i \int f_i d\vec{k} - N \right], \quad (4)$$

где $N = N(r)$ – распределение ионизированных атомов в решетке, ε – диэлектрическая проницаемость кристалла.

2.2. Моделирование инжекции электронов из металла в полупроводник

Для моделирования инжекции из металла в полупроводник необходимо рассчитать количество электронов, способных перейти в зону проводимости полупроводника, находящихся при этом в приконтактном объеме металла и способных преодолеть приконтактный барьер.

Функция распределения свободных электронов по энергиям в металле:

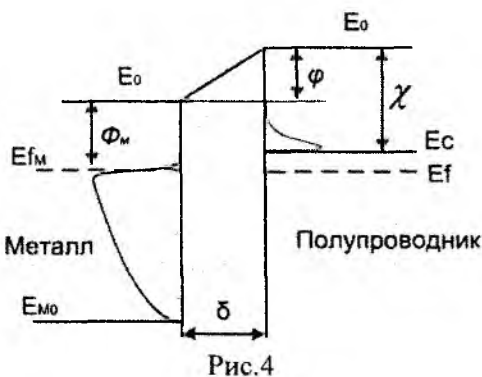
$$F(E) = \frac{dn}{dE} = \frac{\sqrt{2}m_0^{3/2}}{\pi^2\hbar^3} \sqrt{E} \frac{1}{\exp\left(\frac{E - E_F}{kT}\right) + 1}. \quad (5)$$

Количество электронов в интервале энергий от E до $E + dE$ в приконтактном объеме, способных за время dt пересечь границу металла, определяется по следующей формуле:

$$dN_{\Phi}(E) = F(E)V(E)D(E)dE. \quad (6)$$

Здесь $V(E) = S \cdot v(E) \cdot dt$ – объем приконтактной области, $D(E)$ – коэффициент прохождения барьера. Полное количество инжектируемых электронов определяется из соотношения:

$$N_{\Phi}(E) = \int_{E_C}^{E_M} F(E)V(E)D(E)dE. \quad (7)$$



По мере инжекции электронов из металла в полупроводник в приконтактном слое толщиной δ со стороны металла образуется положительный заряд поверхностной плотности σ , который создает электрическое поле $\xi = \frac{\sigma}{\varepsilon\varepsilon_0}$, препятствующее инжекции электронов. Результатом действия этого поля является уравнивание токов в омическом контакте.

Энергетическая диаграмма омического контакта с учетом поля $\xi = \varphi/\delta$ представлена на рис.4.

2.3. Моделирование перехода электрона через потенциальный барьер П-образного вида

Попадание частицы на потенциальный барьер П-образного вида происходит при эмиссии электронов из металла, либо при их переходе из полупроводника в металл. В обоих слу-

чаях вычисляется коэффициент прохождения $D(E)$ согласно формуле (1). Затем по вероятностному распределению генерируется случайное число $r \in (0,1]$, и при выполнении условия $D(E) \leq r$ считается, что макрочастица прошла через барьер.

При расчете перехода через барьер эмиссионных электронов из металла те макрочастицы, которые преодолели барьер, заносятся в список частиц полупроводниковой структуры с энергией $E = E_0 - E_n$, где E_0 – изначальная энергия частицы (энергия с которой частица налетает на барьер), получаемая из распределения Больцмана, E_n – энергия, затрачиваемая на преодоление поля в барьере.

3. Анализ результатов численных экспериментов

Для проверки модели контакта металл-полупроводник была проведена серия вычислительных экспериментов. В первую очередь проводились исследования достоверности модели омического контакта. В ходе численных экспериментов были проведены исследования с различными значениями временного шага, шага сетки, количества макрочастиц и других модельных параметров. При дальнейшем изложении показаны результаты, полученные с наиболее оптимальными по соотношению точность/время моделирования параметрами модели.

Для получения его вольтамперной характеристики моделировалась полупроводниковая область на базе GaAs со следующими параметрами: количество макрочастиц – 4000; коэффициент укрупнения – 5000; временной шаг $dt = 10^{-15}$ с; ширина $2 \cdot 10^{-6}$ м; высота 10^{-6} м; количество узлов сетки по оси OX/OY соответственно 100/65; слой $dz = 10^{-6}$ м; длина контактов 10^{-6} м; концентрация примеси 10^{25} м⁻³. В качестве материала металла для омических контактов использовался Al с $\Phi_M = 3,74$ эВ [4]. Начальное распределение носителей принималось равномерным по координатам и максвелловским по скоростям, как показано на рис.5. При проведении вычислительных экспериментов нижний контакт заземлялся, а на верхний – подавался потенциал U_t .

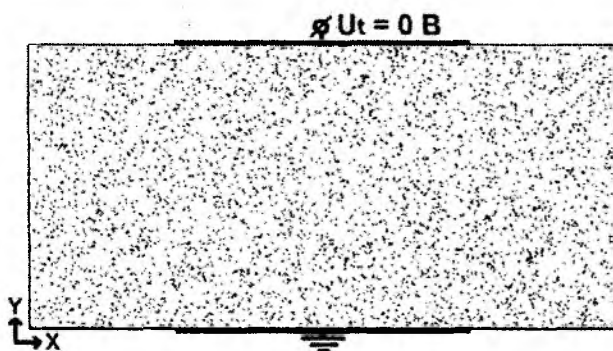


Рис.5

Получена ВАХ при изменении потенциала на верхнем контакте U_t в пределах $[-1,25V \dots 1,25V]$. Мгновенные значения тока снимались в течение 10 пс, после чего производилась аппроксимация линейной функцией вида $I(t) = b - k * t$. Так как вариация трендовой функции крайне мала, значение b соответствует величине установившегося тока. По установившимся значениям тока при различной величине напряжения была построена вольт-амперная характеристика, приведенная на рис. 6.

Получена ВАХ при изменении потенциала на верхнем контакте U_t в пределах $[-1,25V \dots 1,25V]$. Мгновенные значения тока снимались в течение 10 пс, после чего производилась аппроксимация линейной функцией вида $I(t) = b - k * t$. Так как вариация трендовой функции крайне мала, значение b соответствует величине установившегося тока. По установившимся значениям тока при различной величине напряжения была построена вольт-амперная характеристика, приведенная на рис. 6.

Можно отметить, что характеристика линейная при $|U| > 0,05$ В, а вблизи нуля наблюдается скачок из-за наличия пространственного заряда, создающего потенциал в рабочей области ПП вплоть до 0,05 В, при нулевых потенциалах на обоих контактах. На рис.7 приведены состояния моделируемой области при различных значениях потенциала U_t на момент завершения вычислительного эксперимента, т.е. при $t = 10$ пс. Из рис. 7, а и б видно, что распределение макрочастиц в моделируемой области симметрично относительно напряжений разной полярности.

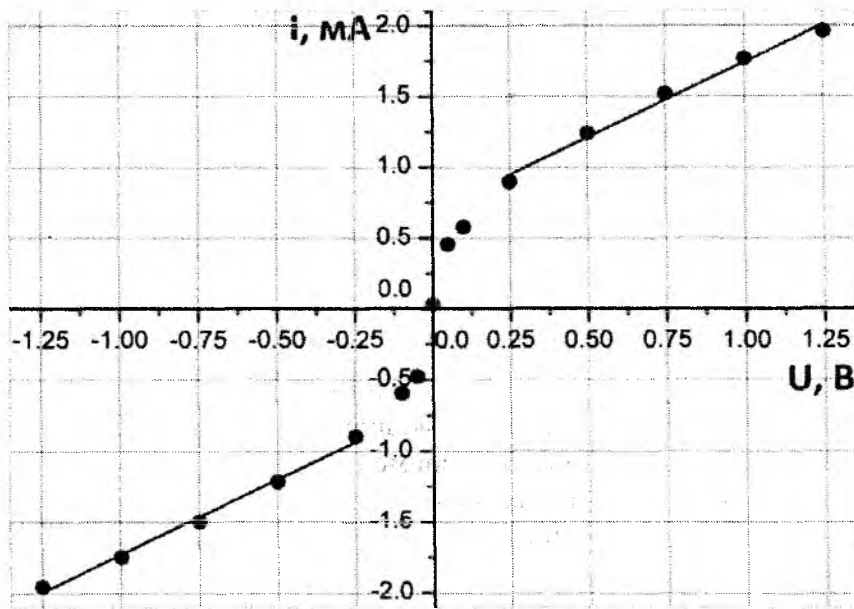


Рис. 6

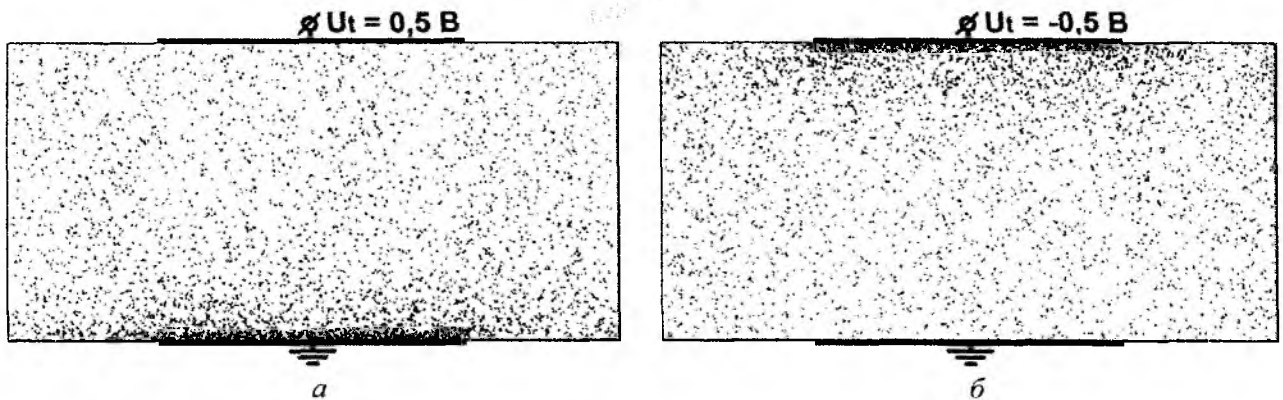


Рис. 7

Заключительным этапом верификации численной модели стал вычислительный эксперимент по проверке работоспособности контакта, обладающего выпрямляющими свойствами. При исследовании барьера Шоттки на базе GaAs (рис. 8) были изменены следующие параметры моделируемой структуры: количество макрочастиц – 40000; коэффициент укрупнения – 275; концентрация примеси в области $n_1 = 10^{25} \text{ м}^{-3}$; концентрация примеси в области $n^+ = 10^{24} \text{ м}^{-3}$.

Как и в случае омического контакта, вычислительный эксперимент длился 10 нс, но, в отличие от омического контакта, напряжение на барьер Шоттки подавалось только после того, как на контакте было установлено равновесное состояние. На рис.8 приведены состояния системы в момент времени $t = 10 \text{ нс}$, при подаче на них различных напряжений.

Вольт-амперная характеристика данного контакта была получена таким же методом, как и для случая омического контакта. Полученная зависимость приведена на рис. 10. Как видно из рисунка, при подаче отрицательного напряжения на выпрямляющий контакт, значение тока близко к нулю. Контакт открывается при подаче положительного потенциала $\varphi = 0,4 \text{ В}$, необходимого для компенсации результирующей барьерной разности потенциалов, которая складывается из контактной разности на барьере Шоттки $\varphi_b = 0,5 \text{ В}$ и разности потенциалов на переходе $n-n^+$ полупроводников $\varphi_{n-n^+} = -0,08 \text{ В}$. При дальнейшем повышении потенциала ток начинает линейно расти.

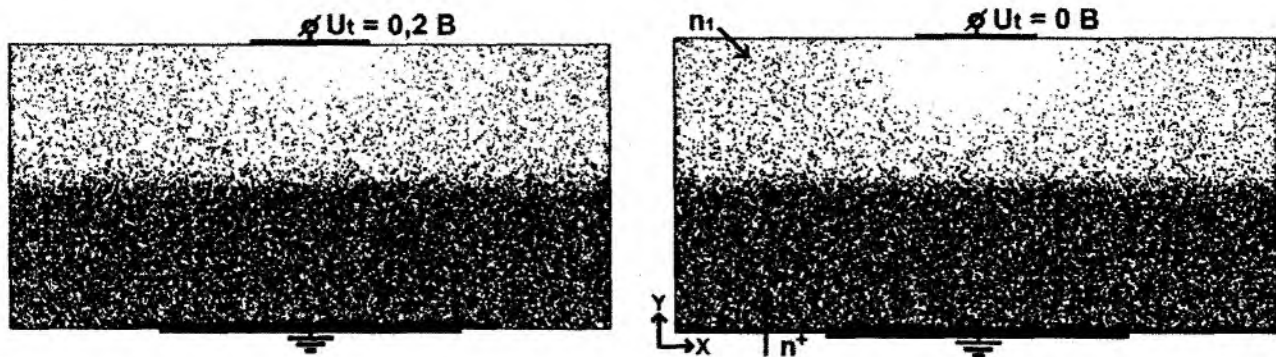


Рис. 8

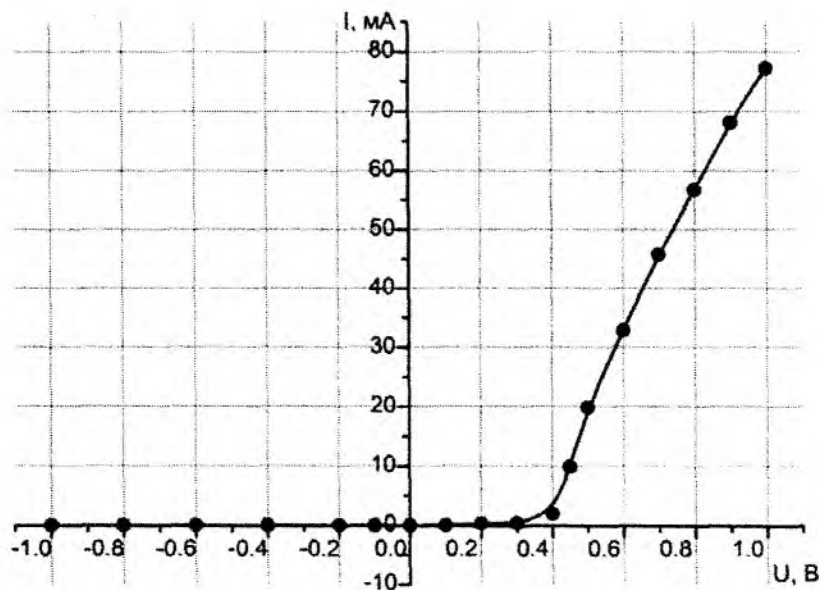


Рис. 10

Заключение

Представлена численная модель контакта металл-полупроводник двух типов:

- 1) контакта с сильно легированной приконтактной областью и линейной вольтамперной характеристикой (омический контакт);
- 2) контакта, обладающего выпрямляющими свойствами (барьер Шоттки).

Для верификации численной модели были проведены вычислительные эксперименты, в результате которых были получены вольтамперные характеристики омического контакта и барьера Шоттки. Полученные характеристики свидетельствуют о достоверной работе построенной численной модели контакта металл-полупроводник, и как следствие, она может быть использована при моделировании диодов Шоттки, ПТШ, светодиодов, полупроводниковых лазеров и других полупроводниковых устройств.

Авторы выражают благодарность В.В. Старостенко за участие в обсуждениях и ценные замечания по данной работе.

Список литературы: 1. Килесса, Г.В., Асанов, Э.Э., Зуев, С.А. Предельные частотные характеристики ПТШ на GaAs при заданной геометрии // 21-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телеком. технологии» (КрыМиКо'2011). Материалы конф. – Севастополь : Вебер, 2011. – Т.1. – С.244 -245. 2. Шалимова, К.В. Физика полупроводников. – М. : Энергоатомиздат, 1985. – 392 с. 3. Стриха, В.И. Теоретические основы работы контакта металл-полупроводник. – К. : Наук. думка, 1974. – 263 с. 4. Милнс, А., Фойхт, Д. Гетеропереходы и переходы металл-полупроводник. – М. : Мир, 1975. – 432 с. 5. Бланк, Т.В., Гольдберг, Ю.А. Механизмы протекания тока в омических контактах металл-полупроводник // Физика и техника полупроводников. – 2007. – Т. 41, № 11. – С. 1281-1308. 6. Хокни, Р., Иствуд, Д. Численное моделирование методом частиц. – М. : Мир, 1987. – 638 с. 7. Торхов, Н.А.

Эффект баллистического переноса электронов в структурах металл-n-GaAs-p+-GaAs с барьером Шоттки // ФТП. – 2001. – Т.35, Вып.7. – С.823-830. 8. *Родерик, Э.Х.* Контакты металл – полупроводник : пер. с англ. / под ред. Г.В. Степанова. – М. : Радио и связь, 1982. – 280 с. 9. *Булярский, С.В., Жуков, А.В.* Анализ механизмов переноса тока, определяющих характер обратных вольт-амперных характеристик барьеров металл-GaAs // ФТП. – 2001. – Т.35, Вып.5. – С.560-563. 10. *Чуприков, Н.Л.* Роль пространственной локализации частицы в процессе туннелирования // ФТП. – 1996. – Т.30, Вып.3. – С.443-445. 11. *Zuev, S.A., Starostenko, V.V., Shadrin, A.A.* A Calculation Model for Submicron Field-Effect Transistors Based on GaAs // Telecommunications and Radio Engineering, – 2002. – № 58. – P. 90-98.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники,
Таврический национальный университет
имени В.И.Вернадского*

Поступила в редколлегию 03.07.2012

КОРРЕКЦИЯ ЗАКОНА ФАРАДЕЯ

1. Описание экспериментальной установки

В распространенной формулировке закон Фарадея гласит: *электродвижущая сила (Э.Д.С.) $\mathcal{E}_{\text{инд}}$ электромагнитной индукции в проводящем контуре пропорциональна и противоположна по знаку скорости изменения магнитного потока Φ_m сквозь поверхность, натянутую на этот контур:*

$$\mathcal{E}_{\text{инд}} = \oint_{(L)} \vec{E} d\vec{l} = - \frac{\partial \Phi_m}{\partial t}.$$

Схема опыта Фарадея, установившего экспериментально этот закон, приведена на рис. 1, на котором изображены постоянный полосовой магнит и электропроводящая квадратная рамка, образующая контур с гальванометром, включенным в разрыв рамки. Как известно, при вдвигении магнита в окно рамки в ней возникает импульс тока, отмечаемый гальванометром.

По схеме рис. 1 была собрана экспериментальная установка, состоящая из постоянного магнита цилиндрической формы, гальванометра и набора из четырех соленоидов, играющих поочередно роль многовиткового контура.

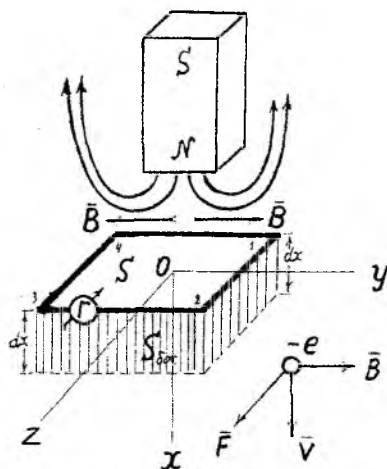


Рис. 1. Модель опыта Фарадея

Силовые линии магнитного поля полосового магнита, используемого в опыте, изображены на рис. 1. При достаточно большом размере проводящего контура по отношению к толщине магнита сквозь окно контура будут проходить участки силовых линий самого разного направления, вплоть до обратного движению магнита. Этот факт усложняет анализ закона Фарадея, но затруднение это устранимо.

Ограничив диаметр контура так, чтобы магнит проходил в окно контура с небольшим зазором, можно отсеять участки силовых линий с обратным направлением, но участки с поперечным направлением остаются все равно и потому должны быть учтены.

2. Данные эксперимента и их анализ

Использование одновиткового проводящего контура не обеспечило достаточной величины электродвижущей силы в контуре, поэтому пришлось использовать соленоиды (катушки) с достаточно большим числом витков (рис. 2).

Эксперимент показал следующее.

1. Форма индуцируемого импульса (Э.Д.С.) повторяет форму боковой магнитной индукции как функции расстояния от полюса магнита, а не производной от нее. Скорость движения магнита при этом соблюдалась неизменной порядка 5 и 10 см/с.

2. Проведение магнита параллельно соленоиду на малом расстоянии от него показало уменьшение броска тока примерно в 4 раза.

3. Проведение магнита перпендикулярно оси соленоида над его ребром показало уменьшение тока еще в ~ 4 раза.

4. Варьирование длины соленоида, его диаметров показало слабую зависимость формы индуцируемого импульса тока от параметров соленоида.

5. Колоколообразная форма импульсов тока во всех четырех опытах и близость относительных параметров этих импульсов позволяет дать единое описание формы в виде показательной-степенной функции, учитывающей некоторую несимметрию кривых при отсчете расстояния x от полюса магнита: $B_{(x)} = B_0 e^{-\alpha x} x^\beta$, где α и β – постоянные величины.

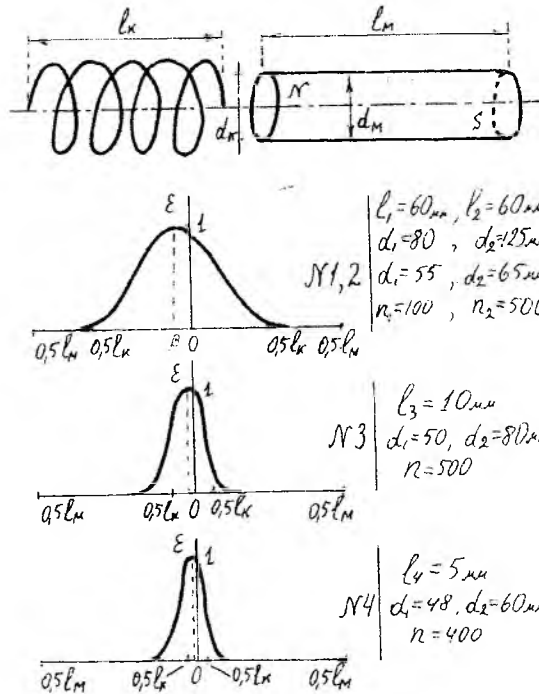


Рис.2. Данные эксперимента

Смещение максимума экспериментальных кривых индуцируемого тока учитывается в графиках введением координаты:

$$x' = x - \beta,$$

где $\beta = 0,5 d_m$ – величина смещения, d_m – диаметр магнита.

3. Графическое исследование поля магнита

Картина магнитного поля полосового или цилиндрического магнита представлена на рис.3, где в связи с симметрией поля относительно продолжения осевой линии магнита изображена только четвертая часть картины. При этом исследованию подлежит только узкая часть поля, ограниченная в проводимом опыте цилиндрическими границами, определенными внутренним d_1 и внешним d_2 диаметрами соответствующего контура в виде многовитковой катушки (соленоида).

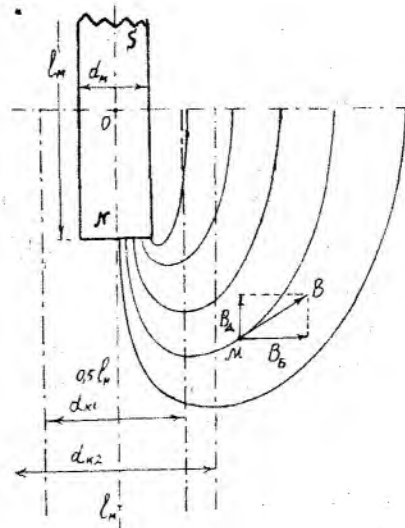


Рис. 3. Структура магнитного поля

Исследование поля существенно облегчилось разложением вектора магнитной индукции \vec{B} на долевую (продольную) \vec{B}_d и боковую (поперечную) \vec{B}_b составляющие, четко ориентированные относительно продольной оси магнита и сторон контура. В опыте Фарадея контур использовался плоский, причем продолжение продольной оси магнита проходило через центр контура нормально плоскости контура.

Возникновение Э.Д.С. индукции и напряженности поля сторонних сил объясняется законом Лоренца, в полной форме имеющего вид

$$\vec{F}_n = -e[(\vec{V} + \vec{V}')\vec{B}]$$

в котором e – заряд свободного электрона в участке электропроводящего контура; V – скорость движения участка проводящего контура, а с ним и скорость электронов контура; V' – скорость движения электрона относительно участка провода контура; B – индукция магнитного поля; F_n – сила Лоренца.

Очевидно, что наибольшее значение лоренцевой силы получается при пересечении движущимся проводом магнитных силовых линий под прямым углом, что изображено на рис. 1.

Рассмотрим механизм возникновения Э.Д.С. индукции в опыте Фарадея согласно закону Лоренца. При этом отметим, что в действительности в опыте Фарадея возникновение явления индукции обязано не именно проводящему контуру, а наличию провода любой конфигурации, являющемуся участком измерительного контура. Формулу индуктированной Э.Д.С. можно отнести к опыту на рис. 1, в котором изменение магнитного потока определяется заштрихованной площадью $l dx$, контур же нужен для обнаружения и измерения Э.Д.С. Боковые составляющие индукции B в опыте Фарадея играют активную роль в отличие от долевых составляющих, так как при вдвижении магнита в окно рамки-контура векторы магнитных индукций \vec{B}_b боковых участков силовых линий перпендикулярны вектору скорости \vec{V} движения магнита и пересекают стороны рамки под прямым углом, индуцируя в них Э.Д.С. Согласно закону Лоренца сила его имени действует на свободный заряд e электрона в проводнике, движущемся в магнитном поле с индукцией B , что вызывает электродвижущую силу.

Векторы \vec{B}_d долевых участков при вертикальном движении магнита параллельны вектору скорости \vec{V} и потому Э.Д.С. в рамке возбуждать не могут. Но даже без учета соотношения направлений векторов \vec{B}_d и \vec{V} коллинеарность векторов \vec{B}_d в разных ветвях вертикальных силовых линий дает встречное направление индуцированных в контуре Э.Д.С. по отношению к обходу контура, их равенство и взаимную компенсацию.

Если прямоугольную рамку продольно перемещать в однородном магнитном поле, то попарно противоположные стороны рамки окажутся в одинаковых условиях и их Э.Д.С. попарно взаимно скомпенсируются. Иная картина возникает в опыте Фарадея при неоднородном поле, когда полосовой магнит вводится продольно в контур, расположенный поперечно.

Противоположные стороны рамки пересекаются боковыми частями магнитных силовых линий, векторы магнитной индукции у которых равны по величине и направлены в разные стороны (рис. 1). Поэтому при обходе по контуру возникающие в противоположных сторонах рамки Э.Д.С. суммируются согласно; то же происходит и со второй парой сторон рамки, в результате происходит согласное сложение четырех Э.Д.С. сторон рамки (магнит квадратный в поперечном сечении):

$$\oint_L \vec{E}_{\text{стор}} d\vec{l} = \varepsilon_{\text{инд}}^{(12)} + \varepsilon_{\text{инд}}^{(23)} + \varepsilon_{\text{инд}}^{(34)} + \varepsilon_{\text{инд}}^{(41)} = \varepsilon_{\text{инд}}.$$

Следует заметить, что опыт Фарадея состоится и в том случае, если магнит пропускать не через окно контура, а проводить рядом с контуром на небольшом расстоянии. Разумеется, импульс тока, показанный гальванометром в этом случае, будет примерно в четыре раза меньше, чем в первом случае. Это и естественно, поскольку Э.Д.С. будет наводиться только в одной ближайшей к магниту стороне рамки.

Более того, даже при поперечном расположении движущегося магнита над участком контура, в контуре возникает Э.Д.С., но еще меньшая по величине, нежели при продольном движении магнита вблизи участка контура.

Последние два опыта показывают, что не площадь S_k поверхности, натянутой на проводящий контур, а боковая площадь S_b активно участвует в образовании Э.Д.С. индукции согласно закону Лоренца.

Хотя в опыте Фарадея двигался магнит относительно неподвижного контура, для наглядности рис.1 удобней полагать, что движется продольно вниз контур при неподвижном магните, введенном в рамку. А главное — не просто движение магнитного поля играет ведущую роль в опыте Фарадея, а наличие движения магнитного поля относительно проводника со свободными зарядами-электронами. Без проводящей среды со свободными электронами опыт Фарадея состояться не может.

Это положение подтверждается очевидным фактом – ведение разрыва в проводящий контур, т.е. введение диэлектрического промежутка, приводит к разрыву измерительного контура, а возникающая в проводящем контуре напряженность $E_{\text{стор}}$ сторонних сил компенсируется напряженностью E сил кулоновских.

Поле полосового магнита существенно неоднородное, поэтому магнитная индукция в опыте Фарадея является функцией от продольной координаты X , откладываемой не от центра магнита, а иногда от полюса магнита по направлению движения.

Опытным графическим путем по направлению OX построен график боковой и долевого составляющей B_b и B_d магнитной индукции, изображенных на рис. 4. Оказалось, что магнитное поле в продольном направлении от полюса магнита распространяется практически на расстояние, равное длине магнита l_m , а максимум кривой боковой индукции лежит на расстоянии, примерно равном половине толщины d_m магнита.

По пикообразному графику магнитной индукции $B(x)$ на рис.4 построен соответствующий график индуктированной электродвижущей силы как производной от своей магнитной индукции (рис.4, в)

$$\varepsilon_{\text{инд}} = - \frac{d\Phi}{dt}, \quad \text{где } d\Phi = B dS_b.$$

Оказалось, что расчетный график индуктированной Э.Д.С. значительно отличается от экспериментальных, что означает неполное соответствие истолкования закона Фарадея в прошлом с предлагаемым ниже, подкрепленным экспериментальными и аналитическими исследованиями.

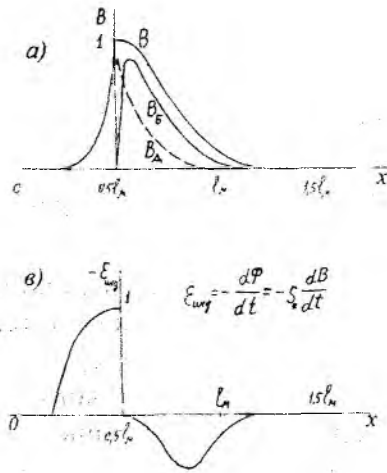


Рис. 4. Расчетные графики Э.Д.С. и магнитной индукции

Экспериментальные графики импульсов Э.Д.С. на рис.2 близки по форме расчетной кривой боковой магнитной индукции B_B , расхождение в форме объясняется тем, что в эксперименте за начало отсчета бралась середина магнита, а во втором случае отсчет начинался от полюса магнита, что отсекало левую ветвь колоколообразной кривой Э.Д.С. Особенно впечатляет совпадение смещений максимума колоколообразных кривых $E_{инд}$ всех катушек в сторону движения магнита, что наблюдается и у расчетной кривой B_B на рис. 5, а.

Следует подчеркнуть, что расчетные кривые были построены до получения экспериментальных данных.

4. Вывод закона Фарадея по Лоренцу

Закон Фарадея можно вывести с помощью закона Лоренца, применяя этот закон сначала к участку прямолинейного проводника, а затем распространяя результат на проводящий контур. Схема опыта представлена на рис.5.

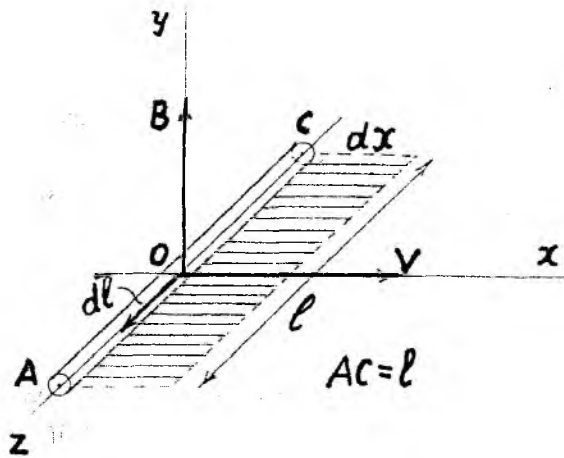


Рис. 5. Иллюстрация закона Лоренца.

При пренебрежении ввиду малости составляющей скорости V' рассмотренный ранее закон Лоренца принимает вид

$$F_{\pi} = -e[\nabla B],$$

тогда напряженность поля сторонних сил ($при V' = 0$)

$$\vec{E}_{\text{стор}} = \frac{\vec{F}_x}{(-e)} = [\nabla B],$$

а индуктированная электродвижущая сила в отрезке AC проводника будет определяться интегралом

$$\mathcal{E}_{\text{инд}}^{AC} = \int_A^C \vec{E}_{\text{стор}} d\vec{\ell} = \int_A^C [\nabla B] d\vec{\ell},$$

который станет основной формой закона электромагнитной индукции.

Заметим, что для измерения этой ЭДС как разности потенциалов точек A и C необходимо создать измерительный контур – подключение измерительного прибора в виде гальванометра к точкам A и C создает этот электропроводящий контур.

После перемены местами символов ∇ и \vec{B} в векторном произведении, что даст знак минус перед интегралом, и последующей однократной циклической перестановки символов под знаком интеграла, поскольку векторы \vec{V} , \vec{B} и $d\vec{\ell}$ образуют правую тройку, получаем удобную для дальнейшего формулу

$$\mathcal{E}_{\text{инд}}^{AC} = - \int_{AC} \vec{B} [\vec{V} d\vec{\ell}].$$

Так как согласно рис.5 имеем $\vec{V} \perp d\vec{\ell}$, то

$$\mathcal{E}_{\text{инд}}^{AC} = -BV\ell_{AC}.$$

Поскольку $V = dx/dt$, а $\ell dx = ds$, то $B ds = d\Phi$, поэтому

$$\mathcal{E}_{\text{инд}}^{AC} = \int_{AC} \vec{E}_{\text{стор}} d\vec{\ell} = -BV\ell_{AC} = -B \frac{ds}{dt} = -\frac{d\Phi}{dt},$$

причем в принципе возможно постоянство

$$B = \text{Const} \quad \text{и} \quad V = \text{Const}.$$

Эту операцию интегрирования напряженности сторонних сил перенесем с участка AC прямого провода на проводящий квадратный контур, пересечение сторон которого боковыми частями магнитных силовых линий полосового магнита происходит под прямым углом. Поэтому индуктированная в контуре Э.Д.С. будет:

$$\mathcal{E}_{\text{инд}} = \oint_L \vec{E}_{\text{стор}} d\vec{\ell} = -B_B \ell_k V = -B_B \ell_k \frac{dx}{dt} = -B_B \frac{dS_B}{dt} = -\frac{d\Phi_B}{dt},$$

где $\ell_k = 4\ell_{12}$ – длина провода контура (периметр); B_B – боковая составляющая магнитной индукции B ; S_B – боковая поверхность.

На основании закона Лоренца не удалось вывести классическую форму закона Фарадея в виде Э.Д.С. как функции производной от полного магнитного потока через поверхность, натянутую на проводящий контур. Поверхность оказалась совсем другая, боковая, изменяющаяся во времени:

$$S_B = \ell_k x = \ell_k Vt.$$

5. Новая формулировка закона электромагнитной индукции

После выяснения сущности опыта Фарадея и установления трех новых форм закона Фарадея – Лоренца

$$\mathcal{E}_{\text{инд}} = -B_B \ell_k V = -B_B \frac{dS_B}{dt} = -\frac{d\Phi_B}{dt},$$

следует установить и новые формулировки закона.

Становится очевидным, что в явлении индукции основную роль играет согласно закону Лоренца не столько скорость изменения магнитного потока во времени, сколько скорость его движения в пространстве. Скорость изменения бокового магнитного потока во времени вызвана изменением пронизываемой потоком площади, то есть исходным изменением в пространстве, движением в пространстве. Следует подчеркнуть, что из двух новых форм закона Фарадея основной является лоренцевая форма

$$\varepsilon_{\text{инд}} = -\mathbf{v} \cdot \nabla \Phi_B$$

тогда как фарадеевская форма

$$\varepsilon_{\text{инд}} = -\frac{d\Phi_B}{dt}$$

является производной от первой и потому второстепенной. Однако применение этой формы позволяет сохранить весь наработанный аппарат радиотехники и электротехники почти неизменным, а какая площадь участвует в создании магнитного потока может оказаться несущественным.

Формулировка первой основной формы закона Фарадея – Лоренца выглядит следующим образом:

Электродвижущая сила электромагнитной индукции, возникающая в замкнутом электропроводящем контуре, находящемся в неоднородном движущемся магнитном поле, пропорциональна и противоположна по знаку скорости движения магнитного поля, умноженной на периметр контура и боковую составляющую магнитной индукции поля.

После установления новых форм закона Фарадея – Лоренца, обобщая все выкладки, закон электромагнитной индукции следует записать в интегральной форме

$$\varepsilon_{\text{инд}} = \int_0^l [\vec{v} \cdot \nabla \times \vec{B}] d\vec{l}$$

и назвать его универсальным законом электромагнитной индукции Фарадея – Лоренца с формулировкой:

– электродвижущая сила электромагнитной индукции в проводнике произвольной формы определяется интегралом по длине проводника от векторного произведения скорости \vec{v} движения проводника относительно неподвижного магнитного поля на магнитную индукцию \vec{B} этого неподвижного поля.

Возможно, что на других скоростях движения магнитного поля, а не на используемых в приведенных опытах $V = (5 - 50) \text{ см/с}$ результаты будут другие.

Во всяком случае, новое прочтение закона Фарадея накладывает отпечаток на уравнения Максвелла, а с ними и на всю электромагнитную теорию.

Список литературы: 1. Федорченко, А. М. Теоретическая физика. Классическая электродинамика : учеб. пособие. – М. : Высш. шк., 1988. 2. Парселл, Э. Электричество и магнетизм : учеб. руководство. – М. : Наука, 1983 – Т. II. 3. Нейман, Л. Г., Демирчан, К. С. Теоретические основы электротехники. – Л. : Энергоиздат, 1981. – Т. 1, 4. Прусов, П. Д. Физика эфира. – Николаев, 2000.

НТУ «Харьковский политехнический институт»

Поступила в редколлегию 20.08.2012

КОРРЕКЦИЯ УРАВНЕНИЙ МАКСВЕЛЛА

Теория Максвелла как теория электромагнитного поля более столетия успешно служит людям, являясь величайшим достижением всей электротехнической науки. Но время идет, появляются новые факты, новые исследования и, главное, эфир как мировая невидимая энергоемкая материальная газоподобная среда получил признание. Поскольку все законы и теории физики, в том числе и теория электромагнетизма, разработаны для «пустой» Вселенной, без учета эфира, то наступил период великой коррекции всех существующих теорий и законов.

Идею неизбежной коррекции если не всех, то многих достижений науки высказывал еще Н. Козырев, астроном Пулковской обсерватории. Он считал, что необходимый учет однонаправленности времени изменит многие соотношения в науке – ведь все события неповторимы.

Теория Максвелла носит описательный характер, в ней не учитывается эфир, в ней не рассматриваются внутренние механизмы образования поля и это теперь настало время сделать.

Электромагнитное поле по Максвеллу описывается двумя силовыми параметрами – магнитной H и электрической E напряженностями, а среда учитывается тремя параметрами – относительной диэлектрической проницаемостью ϵ , относительной магнитной проницаемостью μ и удельной электрической проводимостью λ . Масса, основной атрибут движения тел и частиц, не учитывается.

Источниками поля являются электрические токи и заряды, по которым определяются напряженности поля, причем напряженности являются усредненными по времени и пространству, что теорию Максвелла делает макроскопической.

I. Опровержение гипотезы Максвелла

На основании закона электромагнитной индукции Фарадея Джеймс Максвелл записал первое интегральное уравнение системы уравнений электромагнитного поля его имени в виде

$$\mathcal{E}_{\text{инд}} = \oint_{(L)} \bar{E} d\bar{\ell} = - \int_S \frac{\partial \bar{B}}{\partial t} d\bar{S},$$

где $d\bar{S}$ — элемент поверхности, натянутой на проводящий контур.

Следует заметить, что фарадеевское выражение закона иное

$$\mathcal{E}_{\text{инд}} = - \frac{\partial \Phi}{\partial t} = - \frac{\partial}{\partial t} \int_S \bar{B} d\bar{S},$$

причем в формуле Фарадея магнитный поток $d\Phi = \bar{B} d\bar{S}$ и магнитная индукция B используются как функция пространственных координат x и y : $B = B(x, y)$, а не времени t .

Беря за основу вывода первого уравнения системы уравнений электромагнитного поля именно эту форму записи закона Фарадея Максвелл полагал, что этот закон справедлив не только для проводящего контура, но и для любого виртуального замкнутого контура в изменяющемся магнитном поле, которое создает якобы вихревое индуцированное поле в любой точке пространства. Затем изменяющееся магнитное поле было заменено переменным магнитным полем, не имеющим прямого отношения к закону Фарадея.

Возникает вопрос, если рассматривается контур непроводящий, не обтекаемый током, то зачем в первом уравнении Максвелла сохраняется знак минус, объясняемый принципом Ленца?

Покажем на примере опыта Фарадея, что даже при проводящем контуре, а не виртуальном, придуманном, изменяющееся во времени магнитное поле не создает электрическое вихревое поле.

Постоянное во времени, но убывающее с расстоянием от полюсов, магнитное поле полосового или цилиндрической формы неподвижного магнита в случае его движения относительно неподвижного замкнутого проводящего контура становится изменяющимся во времени полем.

В этом случае в контуре возникает лоренцовская сторонняя сила, индуцирующая в проводнике первичное электрическое поле напряженности $E_{стор}$ сторонних сил, создающее электродвижущую силу $\mathcal{E}_{инд}$ и вызывающее электрический ток $i_{инд}$.

Этот ток создает в окружающей контур среде вторичное электрическое поле продольно по отношению к элементам провода направления. Силовые линии вектора напряженности \vec{E} этого поля принимают форму, повторяющую примерно форму проводящего контура, и заполняют пространство вокруг этого контура в виде концентрических окружностей, изображенных на рис. 1 в плоскости контура.

Заметим, что электрическое поле в виде системы концентрических окружностей или линий другой формы, входящих одна в другую по принципу «матрешки», не является полем вихревым, в котором вихри располагаются рядом, а не один в другом.

Попытка объявить поля с концентрической структурой особым видом вихревых полей приводит к тому, что тогда все электрические поля являются вихревыми, поскольку все токи существуют в замкнутых цепях-контурах.

Рассмотрим электромагнитное поле индуктированного тока в кольцевом проводящем контуре опыта Фарадея, причем время рассмотрения dt возьмем достаточно малым, в пределах которого индуктированный ток можно было считать постоянным: $i_{инд} = I$, или достаточно медленно меняющимся.

Составляющая магнитной индукции $d\vec{B}$ в некоторой точке пространства на расстоянии r от элемента $d\vec{\ell}$ проводника с индукционным током I по закону Био – Савара – Лапласа

$$d\vec{B} = \frac{\mu_0 I}{4\pi r^3} [d\vec{\ell} \vec{r}]$$

Тогда магнитная индукция в центре кругового проводящего контура с током I согласно принципу суперпозиции, справедливого для воздушной и эфирной сред, определится суммой

$$\vec{B}_o = \int_{(\mathcal{L})} d\vec{B} = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \int_0^{2\pi r} \frac{[d\vec{\ell} \vec{r}]}{r^3} = \frac{\mu_0 I}{4\pi r^2} \int_0^{2\pi r} d\ell = \frac{\mu_0 I}{2r}$$

Здесь векторное произведение векторов \vec{r} и $d\vec{\ell}$ перешло в произведение модулей, поскольку угол между этими векторами прямой.

Электрическое поле прямого длинного тонкого провода с током имеет конусную, вяло расширяющуюся форму, близкую к цилиндрической, и поскольку поле концентрируется вокруг провода как направляющей оси, величина напряженности E убывает не по квадратному закону, а по первой степени радиуса r наблюдаемой точки пространства:

$$E = \frac{q_o}{2\pi R},$$

где $q_o = \frac{q}{l}$ – линейная плотность заряда тонкого провода (заряд элемента $dl=l$).

Напряженность магнитного поля в некоторой точке определится отношением

$$H = \frac{1}{2\pi r c}$$

где c – скорость света в вакууме введена для выравнивания размерности.

Ток заменим движущимся точечным зарядом по формуле $I = q/t$:

$$H = \frac{q/t}{2\pi r C} \cdot \frac{l}{I} = E \cdot \frac{V}{C}$$

где l – длина провода; $E = q_0/2\pi r$; $E = \frac{l}{t}$ – поступательная скорость движения зарядов вдоль провода.

Итак, получена исходная формула для вывода уравнений кольцевых магнитных линий

$$H = E \cdot \frac{V}{C}$$

или в векторной форме по правилу правой тройки $\vec{H} = \frac{1}{c} [\vec{V}\vec{E}]$, где $\vec{V} = \vec{V}_{пер}$ переносная скорость зарядов.

С помощью циклической перестановки получаем

$$\vec{E} = \frac{1}{c} [\vec{V}\vec{E}]$$

Между полем элемента $d\vec{l}$ тонкого проводящего кругового контура с током I при малой его кривизне имеется значительное сходство с полем прямого провода, что дает основание воспользоваться с некоторой погрешностью вышеприведенными формулами. При этом под скоростью \vec{V} понимается скорость перемещения магнита и его поля относительно проводящего кругового контура (или наоборот – контура относительно поля) в опыте Фарадея.

В силу центральной симметрии рассматриваемой полевой задачи можно в плоскости проводящего контура наметить кольцевые эквивалентные концентрические линии, они же линии равных магнитных индукций.

На рис.1 показано семейство концентрических окружностей коллинеарных и равных векторов магнитной индукции и крестиками показано направление векторов \vec{B}_1 и \vec{B}_2 – нормально листу с рисунком при заданном стрелкой направлении индукционного тока I , причем $B_1 < B_2$. Окружности равных значений магнитной индукции одновременно являются и окружностями равных значений напряженностей электрического поля, созданного индукционным током проводящего контура.

Для точек окружности равных магнитных индукций при радиусе r_1 значение магнитной индукции с учетом схождения радиусов и использования обратно пропорциональной зависимости от расстояния до центра контуров при $r_1 < r$ можно записать

$$B_1 = B_0 \frac{r_1}{r_1^2} \sin \alpha$$

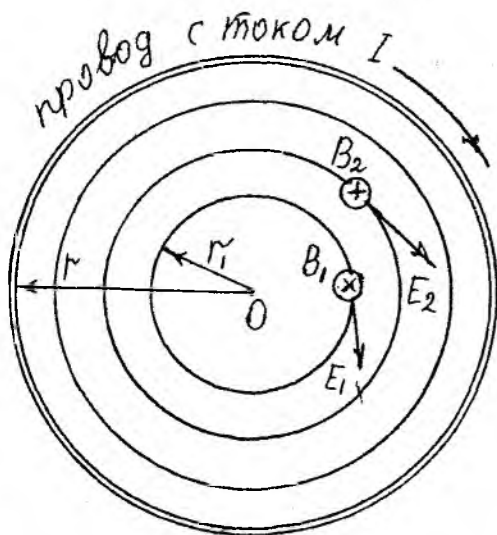


Рис.1. Линии электрической напряженности

Здесь r_1^0 – размерная единица, введенная для сохранения размерности магнитной индукции при ее пересчете на новый радиус; угол α – угол схождения двух радиусов от двух соседних элементов $d\vec{l}$ проводящего контура.

Зная магнитную индукцию, по формуле

$$E = H \frac{C}{V}, \quad H = B / \mu_0,$$

всегда можно найти значение напряженности кольцевого электрического поля в воздушно-эфирной среде.

2. Особенности применения теоремы Стокса

По нашему представлению математик Максвелл также не совсем верно применил теорему Стокса

$$\oint_{(L)} \bar{E} d\vec{l} = \int_S \text{rot} \bar{E} d\vec{S},$$

которая имеет особенность, определяемую окружающими условиями.

Теорема всегда справедлива при прочтении ее справа налево, т. е. при обратном прочтении, и не всегда справедлива при прямом прочтении, слева – направо. Поток вихрей некоторой напряженности всегда соответствует циркуляции этого вектора напряженности, но циркуляция может быть, а поток вихревой может не существовать.

Именно этот второй случай имеет место в опыте Фарадея, когда есть циркуляция напряженности сторонних сил по проводящему контуру и множество циркуляций по concentрическим линиям вторичного электрического поля в диэлектрической среде, но нет вихревого поля.

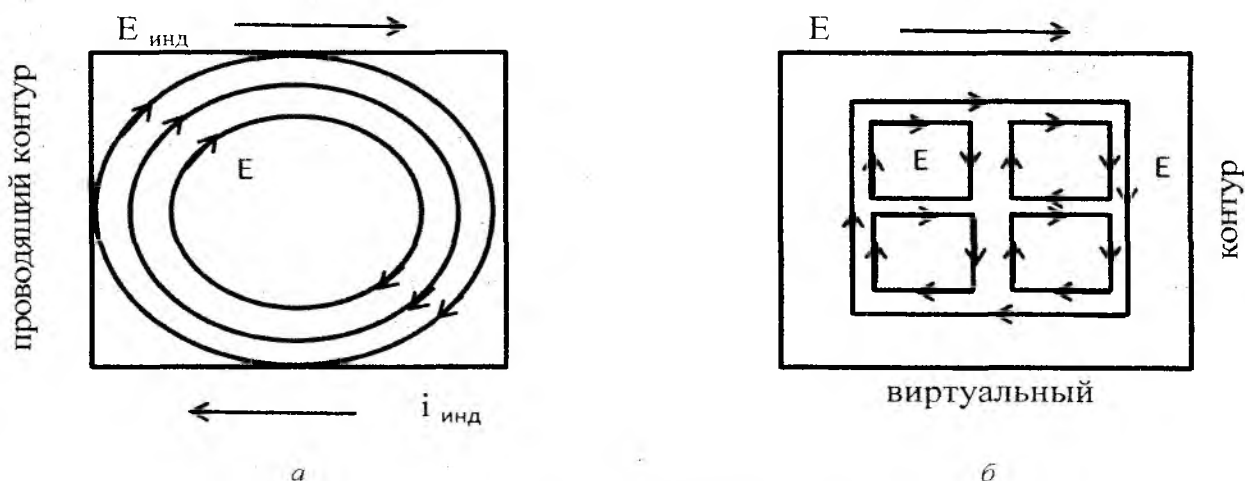


Рис. 2. Иллюстрация теоремы Стокса

Сказанное иллюстрируется рис.2: *а* – электрическое поле, созданное индуктированным током проводящего контура, *б* – вихревое поле, пригодное для применения теоремы Стокса.

Для подчеркивания взаимной компенсации движения в соседних сторонах вихрей напряженности E последние взяты квадратными, тогда очевидно, что совокупность из четырех соседних вихрей сводится к одному охватывающему эту четверку. В конечном итоге поток вихрей эквивалентен одному их охватывающему – циркуляции вектора \bar{E} .

Для получения возможности использования теоремы Стокса Максвелл применил интегро-дифференциальное преобразование в правой части закона Фарадея. В действительности это интегро-дифференциальное преобразование

$$\mathcal{E}_{\text{инд}} = -\frac{\partial \Phi}{\partial t} = -\frac{\partial}{\partial t} \int_{(S)} \bar{B} d\vec{S} = -\int_{(S)} \frac{\partial \bar{B}}{\partial t} d\vec{S}, \quad (1)$$

применимо только в случае непрерывности как магнитной индукции $B(x)$, так и ее производной $\partial B / \partial t$ на рабочем участке магнитного поля $0 - x - 2\ell_m$, где ℓ_m – длина магнита.

В опыте Фарадея функция $B(x)$ имеет примерно пикообразную форму, а поскольку $x = Vt$, где скорость движения магнита можно считать постоянной $V = \text{Const}$, то производная от магнитной индукции $\partial B/\partial t$ имеет разрыв. Однако боковая составляющая B_B магнитной индукции имеет колоколообразную форму и потому разрыва непрерывности производной не дает. К тому же, если тело магнита не вводить в окно контура, ограничиваясь воздействием магнитного поля, то в этом случае производная $\partial B/\partial t$ получается без разрыва как для магнитной индукции, так и для ее составляющих.

Но есть еще одно условие справедливости интегро-дифференциального преобразования, примененного Максвеллом, очевидное для математиков – взаимная независимость независимых переменных S и t . Однако при исследовании опыта Фарадея оказалось, что рабочая боковая поверхность S_B , фигурирующая в законе Фарадея, зависит от времени:

$$S_B = \ell_k x = \ell_k Vt$$

поэтому по Фарадею – Лоренцу является справедливым преобразование

$$\varepsilon_{\text{инд}} = \int_{(L)} \vec{E}_{\text{стат}} d\vec{\ell} = -B_B \ell_k V = -B_B \frac{dS_B}{dt} = -\frac{d\Phi_B}{dt} = -\frac{d}{dt} \int_{(S)} B dS \quad (2)$$

что дает

$$\frac{\partial}{\partial t} \int_{(S)} \vec{B}_B d\vec{S}_B \neq \int_{(S)} \frac{\partial \vec{B}_B}{\partial t} d\vec{S}_B$$

Символ «Б» у величин в законе Фарадея означает принадлежность величины к боковому магнитному потоку Φ_B , который пронизывает боковую поверхность S_B , получающуюся от перемещения проводящего контура со скоростью V относительно магнитного поля (или поля относительно контура). Заметим, что в опыте Фарадея векторы \vec{B}_B и $d\vec{S}_B$ взаимно перпендикулярны, что упрощает рассуждения.

Для подтверждения сказанного приведем пример, причем рассмотрим простейший случай, когда скорость движения магнита постоянна:

$$V(x, t) = \text{Const}$$

а боковая магнитная индукция \vec{B}_B изменяется по экспоненциальному закону как функции от расстояния $x = Vt$ до наблюдаемой точки от полюса магнита:

$$\vec{B}_B = \vec{B}_0 e^{-\alpha Vt}$$

Эта простая зависимость близко соответствует действительности.

Пример заключается в сопоставлении двух форм электродвижущей силы в преобразованиях Максвелла (1) и Фарадея-Лоренца (2).

По формуле (1) получаем:

$$\varepsilon_{\text{инд}} = -\frac{\partial \Phi}{\partial t} = -\int_{(S)} \frac{\partial \Phi}{\partial t} d\vec{S} = -\int_{(S)} \frac{\partial}{\partial t} (B_0 e^{-\alpha Vt}) dS = -S(-\alpha V B_0 e^{-\alpha Vt}) = \alpha \ell_k V^2 B_0 e^{-\alpha Vt}$$

где $S = \ell_k x = \ell_k Vt$,

По формуле (2) равенство Э.Д.С. принимает вид

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\text{инд}} &= -\frac{\partial \Phi}{\partial t} = -\frac{\partial}{\partial t} \int_{(S)} \vec{B}_B d\vec{S} = \frac{\partial}{\partial t} \int_{(S)} B_0 e^{-\alpha Vt} d(\ell_k Vt) = \\ &= -\frac{\partial}{\partial t} [B_0 \ell_k V \int_{(t)} e^{-\alpha Vt} dt] = -B_0 \ell_k V \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{e^{-\alpha Vt}}{-\alpha V} \right) = -B_0 \ell_k V e^{-\alpha Vt} \end{aligned}$$

Как видим, выражения получились разные, что естественно – скорость изменения магнитной индукции в пространстве отличается от таковой во времени даже при постоянной

скорости движения магнита. Это означает, что первое уравнение Максвелла выведено без должных оснований и вихри электрического поля в диэлектрической воздушной среде возникать не могут. Для этого нужны носители типа свободных электронов, которые имеются только в электропроводящих средах.

3. Пример с бетатроном

В качестве доказательства существования вихревого электрического поля в некоторых литературных источниках приводится бетатрон, ускоритель электронов индукционного типа. схема которого изображена на рис. 3, а.

Вместо явного изменения в пространстве магнитного поля относительного проводящего контура, как это имело место в опыте Фарадея, здесь изменяется во времени магнитное поле относительно кольцевой вакуумной ускорительной камеры, аналога электропроводящего контура. С помощью конических полюсных наконечников подковообразного электромагнита создаются выпуклые магнитные силовые линии, пересекающие в пространстве вдоль линии AB проводящий контур в виде вакуумной камеры DD при изменении во времени этих линий.

Напомним, что причина явления индукции, заключающаяся в возникновении электродвижущей силы в проводнике, состоит в пересечении проводника силовыми магнитными линиями поля (или наоборот – проводником силовых линий поля).

Изменение во времени магнитной индукции B при выпуклой форме магнитных силовых линий приводит к их продольному движению в пространстве между полюсами. Этот процесс показан на рис. 3, б в виде последовательности положений в пространстве одной силовой магнитной линии при разных значениях времени, причем $t_3 > t_2 > t_1$. Изменение кривизны линии или ее выпуклости приводит к пересечению этой магнитной линией проводящего контура в виде вакуумной камеры со свободными благодаря вакууму электронами.

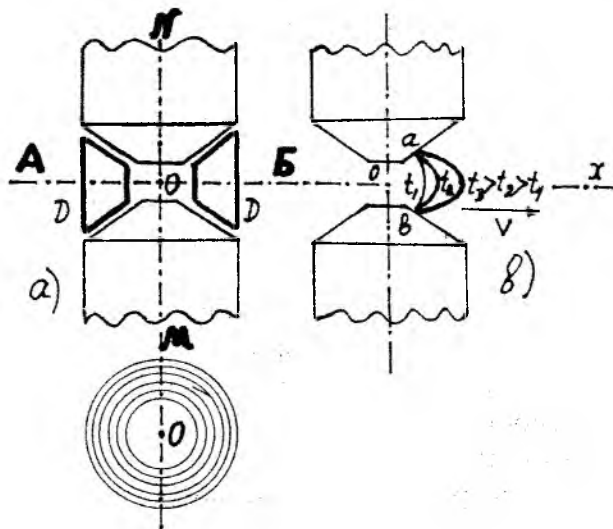


Рис. 3. Бетатрон

Свободные электроны вакуумной камеры под действием силы Лоренца

$$\vec{F}_\pi = -e[\vec{V}\vec{B}],$$

приходят в движение и образуют поток электронов. Вектор скорости \vec{v} при этом направлен вдоль линии $OB(OX)$ и образует почти прямой угол с вектором \vec{B} магнитной индукции, что обеспечивает значительную силу Лоренца. При этом в воздушной среде между полюсами электромагнита нет вихревого электрического поля, а есть поле из concentрических электрических силовых линий, как и вокруг любого проводящего контура с током, что было рассмотрено выше.

Итак, циркуляция вектора $\vec{E}_{\text{стор}}$ по проводящему контуру не приводит к возникновению вихревого потока напряженности электрических сил. Это же следует сказать и о циркуляции вектора E по одной из concentрических силовых окружностей, созданных индукционным током.

Гипотеза Максвелла о существовании вихревых электрических полей вне проводящих сред оказалась ошибочной.

Подводя итог приведенным выше рассуждениям, первое интегральное уравнение Максвелла следует записать в виде

$$\oint_{(L)} \vec{E} d\vec{l} = 0,$$

которое приводит к другой форме, и первое дифференциальное уравнение Максвелла:

$$\text{rot} \vec{E} = 0$$

Отсутствие вихрей в электрическом поле эфира означает прямолинейное распространение электрического поля, что приводит к уравнению:

$$\text{div} \vec{E} = 0.$$

Очевидно, что любая кривизна силовой линии в силу ее непрерывности означает в итоге ее замкнутость при свободном движении частиц.

Это подчеркивает, что в эфире электрические поля свободные и распространяются по законам поля, тогда как в проводниках поля принужденные. вынуждены принимать форму проводника. Примером служит соленоид, электрическое поле в проводниках которого повторяет форму соленоида, хотя вектор E в любой точке соленоида направлен по касательной к своему витку.

Итак, после коррекции система уравнений Максвелла приобретает вид

$$\begin{aligned} \text{rot} \vec{E} &= 0, & \text{rot} \vec{H} &= \frac{d\vec{E}}{dt} - \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}, \\ \text{div} \vec{E} &= 0, & \text{div} \vec{H} &= 0, \end{aligned}$$

где второе уравнение содержит конвективную производную, введенную Максвеллом.

Конвекция означает перенос первичных частиц эфира, а производная означает прямое ударное (dE/dt) прохождение всепроникающей аминной первичной среды эфира, несущей заряды через диэлектрик, в частности диэлектрик конденсатора. Эффективность этого проникновения определяется кинетической энергией частиц эфира аминов, зависящей от скорости изменения электрической напряженности. Это объясняет проводимость конденсатора на переменном токе и непроводимость на токе постоянном.

В заключение необходимо отметить, что переход от симметричной системы уравнений Максвелла к несимметричной обнаруживает новые формы движения материи, соответствующие системе, что требует отдельного рассмотрения. Новая форма системы уравнений Максвелла, как основы всей электромагнитной теории, приведет к новому витку в развитии этой теории, а с ней и практики.

Список литературы: 1. Федорченко, А. М. Теоретическая физика. Классическая электродинамика : учеб. пособие. – М. : Высш. шк., 1988. 2. Парселл, Э. Электричество и магнетизм. – М. : Наука, 1983. – Т. II. 3. Нейман, Л. Г., Демирчан, К. С. Теоретические основы электротехники. – Л. : Энергоиздат, 1981. – Т. I. 4. Прусов, П. Д. Физика эфира. – Николаев, 2003.

КОРРЕКЦИЯ УРАВНЕНИЙ БЕГУЩИХ ВОЛН

В результате коррекции симметричной системы уравнений Максвелла появилась несимметричная система

$$\operatorname{rot}\vec{E} = 0, \quad \operatorname{rot}\vec{H} = \frac{d\vec{E}}{dt} - \frac{\partial\vec{E}}{\partial t},$$

$$\operatorname{div}\vec{E} = 0, \quad \operatorname{div}\vec{H} = 0,$$

где второе уравнение содержит конвективную производную, введенную Максвеллом.

Из анализа новой системы уравнений Максвелла можно сделать вывод, что этой системе свойственны три вида движения первичных частиц (аминов) эфира, а именно:

- прямолинейное движение в электрическом поле;
- круговое движение в магнитном поле;
- спиральное или винтовое в электромагнитном поле как совокупность двух предыдущих движений частиц.

Установление определенной связи между видами механического движения частиц эфира и видами электромагнитного поля дает основу теории Единого поля, которое служит фундаментом материального Единства Мироздания.

Следствием коррекции уравнений Максвелла является потребность в коррекции уравнений бегущей электромагнитной волны, основанных на уравнениях Максвелла.

Для введения новой спиральной формы движения частиц эфира, следует изменить существующую распространенную форму бегущих волн, имеющую вид пары уравнений напряженности:

$$E_x = E_m \sin(\omega t - kz),$$

$$H_y = H_m \sin(\omega t - kz),$$

где $k = \frac{\omega}{V} = \frac{2\pi}{VT} = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число, а графики уравнений изображены на рис.1.

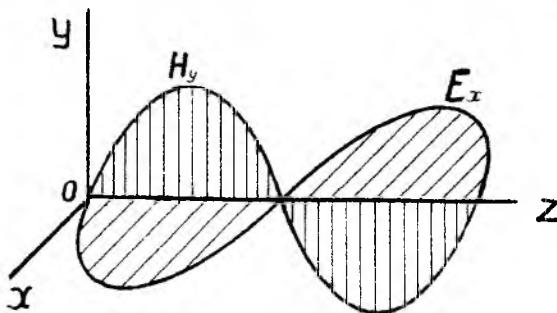


Рис.1. Бегущая поперечная электромагнитная волна

Слагаемое kz в фазе тригонометрических функций имеет смысл угловой величины, как и первое слагаемое ωt , и введение этой величины в фазу синусоиды не дает движения в пространстве, а только изменяет временные соотношения волны:

$$kz = \frac{\omega}{c}z = \frac{\omega}{c}Vt = \omega t \frac{V}{c},$$

где c – скорость света в вакууме; V – скорость распространения волны; $z = Vt$ – пространственная координата.

Введение пространственной координаты $z = Vt$ в фазу синусоиды только растягивает ее на оси времени, не описывая поступательного движения в пространстве. Это видно из записи фазы еще в такой форме

$$(\omega t - kz) = (\omega - kV)t,$$

в которой член $kv = const$ уменьшает исходную угловую частоту ω колебаний процесса во времени.

Время и пространство абсолютны, что означает их независимость ни от чего, в том числе и друг от друга. Возникновение временных связей пространства со временем через движение не нарушает их абсолютности. Каждое конкретное движение чего бы то ни было конечно как во времени, так и в пространстве, при вечности движения вообще. Из этого следует, что никакие манипуляции с фазой любой временной тригонометрической функции не приведут к описанию движения в пространстве. Называемые бегущими волны электрической и магнитной напряженностей в приведенной выше форме записи распространяющимися (бегущими) в пространстве не являются.

Но есть еще одна причина, не позволяющая вышеприведенную форму записи соотносить с бегущими волнами. Дело в том, что эти бегущие волны магнитной и электрической напряженностей электромагнитного поля являются волнами поперечными, в которых направления векторов E и H ортогональны направлению движения волны, вектору \vec{v} ее скорости. Такое представление было не приемлемо для пустоты, вакуума, но с признанием существования эфира как мировой невидимой достаточно плотной хаотической среды из мельчайших частиц материи (аминов), такое представление уже совершенно не допустимо. В газоподобной среде-эфире, как и в любом газе или жидкости, поперечные волны существовать не могут, тем более, если нет силы,двигающей волновой процесс вдоль предполагаемого направления движения.

Поперечные колебания естественны в твердых телах, в которых возникает деформация сдвига, но не свойственны жидкостям и газовым средам, в которых могут возникать только продольные колебания (не путать с колебаниями на поверхности раздела двух сред).

Приведенной выше форме записи бегущей волны может соответствовать только виртуальная бегущая волна, так как в ней не указана продольная сила, которая может вызвать движение частиц эфира вдоль оси OZ , предполагаемого направления движения. Воспитанным на уравнениях Ньютона людям трудно представить движение тел, частиц материи (вещества) без вызывающей движение причины в виде силы. Поэтому более обосновано принять для эфира прямолинейный закон движения свободных частиц-зарядов на участке электрического поля с потерями от сопротивления среды:

$$\vec{E} = \vec{E}(r) = E_0 e^{-\alpha r} \frac{\vec{r}}{r} \quad \text{или} \quad \vec{E} = E_0 \left(1 - \frac{r}{r_{max}}\right) \frac{\vec{r}}{r},$$

где α – показатель затухания, $r = vt$, $\frac{\vec{r}}{r} = \vec{r}^D$,

r_{max} – предельная дальность распространения данного поля.

Подтверждением этого предложения служат прямые силовые линии одиночных электрических зарядов в эфире и прямолинейное распространение света, в фотонах которого определяющей является электрическая составляющая. Кроме того, известно, что при облучении фотокатода видимым светом основной эффект вызывает электрическая напряженность, за что она была названа светонесущей, и это название использовал для обозначения частицы света Эйнштейн (фотон дословно «светонесущий»). Эти факты означают продольное направление вектора E волны при поперечном направлении вектора H .

В давлении света ударный эффект частиц-фотонов может усиливаться только продольными колебаниями частиц, поперечные участки в этом принять не могут в момент падения на мишень, хотя позднее могут раскачивать частицы мишени-фотокатода. Это учитывается в квантовой теории в виде зависимостей импульса частицы от частоты.

Заметим, что в гидролокации и акустике давно уже используются продольные колебания, естественные для жидкостей и газов. Напомним, что мировой эфир является газоподобной средой.

Более естественно описание бегущей электромагнитной волны в эфире четырьмя уравнениями вида:

$$H_x = H_m \cos(\omega t - kz),$$

$$H_y = H_m \sin(\omega t - kz),$$

$$E_z = E_0(1 - z/z_{max}),$$

$$z = Vt,$$

где V – скорость распространения волны (переносная); Z_{max} – предельное значение (дальность) распространения волны.

Нетрудно узнать в этой четверке уравнений запись цилиндрической вращающейся и распространяющейся вдоль оси OZ спирали, как совокупности магнитного кругового вихря и прямолинейного электрического потока аминов – первичных частиц эфира. В однолинейном изображении эта электромагнитная цилиндрическая спираль представлена на рис.2, где m_a – масса частицы амина, $V_{пер}$ – переносная скорость, $V_{орб}$ – орбитальная скорость. а соответствующие уравнениям графики напряженностей изображены на рис.3.

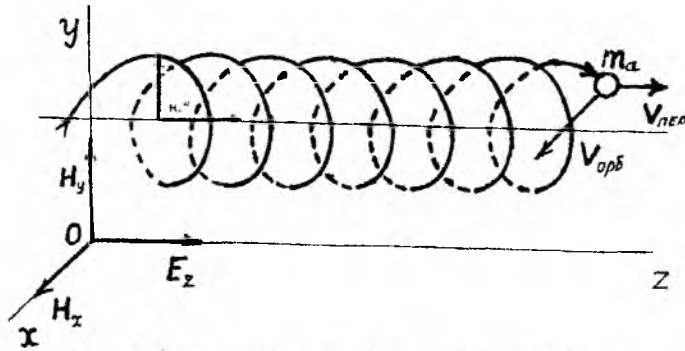


Рис. 2. Электромагнитная спиральная волна

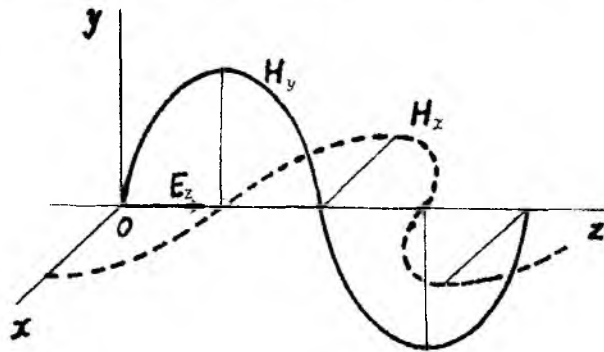


Рис. 3. Графики напряженностей спиральной волны

Поскольку вектор Пойнтинга в теории спиральных волн не востребован, то символ «П» в дальнейшем используется для обозначения амплитуды спирали, которая определяется по формуле гипотенузы прямоугольного треугольника:

$$П_m = \sqrt{E_0^2 + 2H_m^2}$$

Роль вектора Пойнтинга принимает вектор Умова показывающий фактическое, а не умозрительное направление движения электромагнитной волны:

$$\bar{U} = w\bar{V},$$

где \bar{V} – вектор скорости распространения волны; w – объемная плотность энергии бегущей волны. среднее за период значение которой определяется выражением

$$\langle w \rangle = \frac{1}{2} \rho \Pi^2 \omega^2,$$

в котором ρ – плотность эфира, ω – угловая скорость вращения элементов спирали.

Четверку уравнений в декартовой системе координат можно заменить одним уравнением бегущей волны, которое имеет вид:

$$\Pi(z, t) = \bar{r}^0 H_m \cos(\omega t - kz) + \bar{f}^0 H_m \sin(\omega t - kz) + \bar{k}^0 E_0 (1 - z/z_{max}),$$

или

$$\Pi(z, t) = \bar{r}^0 H_m e^{i(\omega t - kz)} + \bar{k}^0 E_0 (1 - z/z_{max}),$$

где ω – угловая частота, $z = Vt$.

При продольных колебаниях вектора \bar{E} скорость распространения бегущей электромагнитной волны будет изменяться относительно исходного значения по заданному колебательному закону. Например, при гармоническом законе продольная координата распространения становится функцией:

$$Z(t) = Vt = V_0 t + V_m t \sin \Omega t$$

где $V_m \leq V_0$ – при одностороннем движении.

Изобразить графически процесс продольных колебаний летящей частицы материи без использования поперечного направления не представляется возможным. Один из вариантов представлен на рис. 4, на котором переносное движение $z(t)$ должно откладываться по оси OZ , а продольные колебания по поперечной оси $O\Delta Z$ и направление отклонения ΔZ от $Z = Vt$ изображается стрелками. Разумеется, возможны и другие графические представления продольных колебаний типа частотной или фазовой модуляции радиосигналов, причем от уравнения колебаний перемещения Z легко перейти к уравнению колебаний скорости движения V по связке $Z = Vt$.

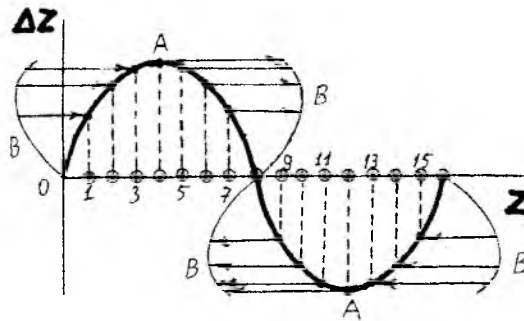


Рис.4. Продольные колебания волны

Следует заметить, что спиральная форма движения давно обоснована теоремой Гельмгольца, лежащей в основе трубчатых или соленоидальных полей.

Список литературы: 1. Федорченко, А. М. Теоретическая физика. Классическая электродинамика : учеб. пособие. – М. : Высш. шк., 1988. 2. Парселл, Э. Электричество и магнетизм. – М. : Наука, 1983. – Т. II. 3. Нейман, Л. Г., Демирчан, К. С. Теоретические основы электротехники. – Л. : Энергоиздат, 1981. – Т. I. 4. Пруссов, П. Д. Физика эфира. – Николаев, 2003. 5. Демирчан, К. С. Уравнения электромагнитного поля Максвелла и развитие физики // Электричество. – 2006. – №1.

НТУ «Харьковский политехнический институт»

Поступила в редколлегию 20.08.2012

**ВЛИЯНИЕ ПОТЕРЬ В РЕЗОНАНСНЫХ КОНТУРАХ
НА РАБОТУ УСИЛИТЕЛЯ КЛАССА F****Введение**

Усилители мощности (УМ) класса F остаются в центре внимания разработчиков высокоэффективных усилителей, поскольку их реализация возможна в большем диапазоне выходных емкостей транзистора (и соответственно в диапазоне больших мощностей). Они широко используются в ВЧ и микроволновом диапазоне [1 – 3] благодаря большому количеству вариантов построения и высоким энергетическим характеристикам. При этом могут быть получены максимальные значения коэффициента использования транзистора и снижен уровень искажений [1 – 3]. Вместе с тем, многие аспекты проектирования УМ класса F (или инверсного класса F) остаются невыясненными вследствие влияния большого числа факторов – свойств реального транзистора (его нелинейностей и паразитных элементов) и свойств реальных входной и выходной согласующих цепей. В данной работе рассматривается влияние потерь в выходной согласующей цепи УМ класса F на его характеристики. Это представляет интерес как для усилителей на дискретных элементах, так и для усилителей в виде интегральных микросхем, где добротности интегральных катушек индуктивности малы [3].

Простейшим УМ класса F является усилитель с добавлением третьей гармоники [1, 4], в котором выходная цепь создает на выходе транзистора действительный импеданс на частоте основного сигнала, близкий к нулю импеданс на частоте второй гармоники и близкий к бесконечности импеданс на частоте третьей гармоники. Используя настройки на три гармоники, проведем моделирование и экспериментальное исследование ВЧ усилителя на транзисторе 2N7000 на частоту 13,56 МГц.

Моделирование и расчет усилителя

Схема усилителя показана на рис. 1. В работе использовалась модель МОП транзистора 2N7000 (рис. 2) [5 – 7], которую проверили на соответствие статическим характеристикам на постоянном токе (рис. 3) [8]. Параметры модели транзистора 2N7000 даны в табл. 1 [9].

Идеализированные схемы построения УМ класса F предполагают работу активного прибора в режиме генератора тока с отсечкой (смещение, соответствующее классу АВ). В работах [10, 11] рассмотрена работа УМ класса F при высоком уровне входного сигнала, который необходим для получения максимальной выходной мощности, и показано, что это приводит к появлению искажений формы импульса тока и возникновению третьей гармоники тока, которая создает третью гармонику напряжения в нужной (отрицательной) фазе даже при угле отсечки равном 90°.

В работе выбрано напряжение смещения на затворе транзистора $V_{to} = 1,9 В$ и амплитуда входного сигнала 5,9 В, что соответствует заходу рабочей точки в область насыщения.

При расчете элементов усилителя необходимо учитывать взаимное влияние резонансных контуров друг на друга и трансформацию импеданса получающимися последовательно включенными Г-образными цепочками. Поэтому сопротивление нагрузки R_{Load} к стоку транзистора преобразуется в нагрузочный импеданс $Z(f_1)$. Большое влияние на работу выходной цепи оказывают ее паразитные элементы [12], поэтому при монтаже усилителя необходимо их минимизировать. Принципиальным фактором является наличие выходной емкости транзистора [13]. Без учета ее влияния невозможно получить требуемый нагрузочный импеданс на гармониках и поэтому ее необходимо включать в состав выходной согласующей цепи. Эта емкость является нелинейной и для данного транзистора она уменьшается приблизительно вдвое при напряжении питания на стоке 25 В. Для УМ класса F предлагается использовать различные схемы ее нейтрализации [2].

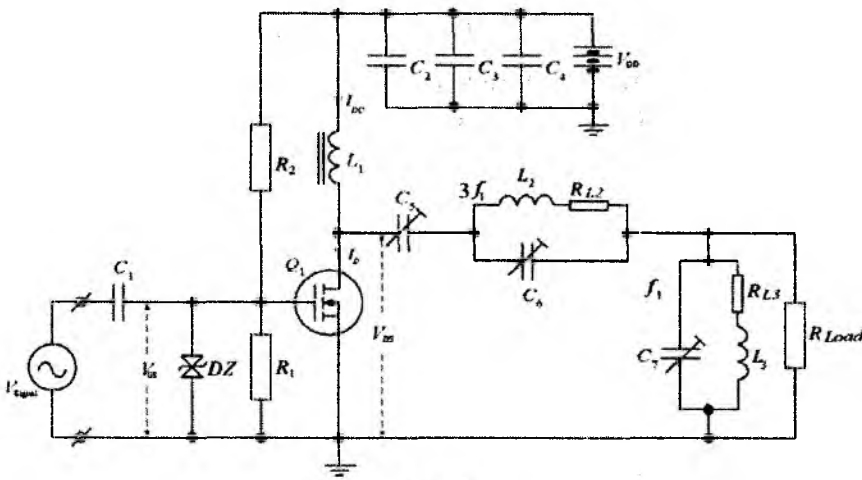


Рис. 1

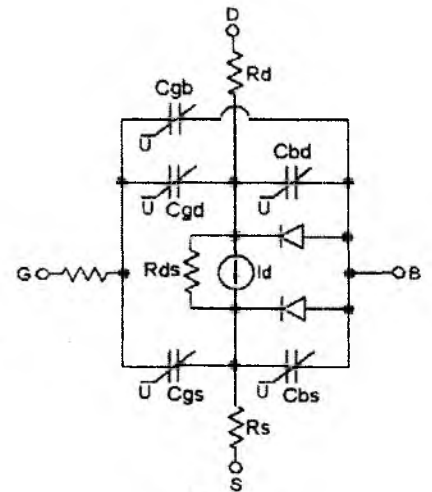


Рис. 2

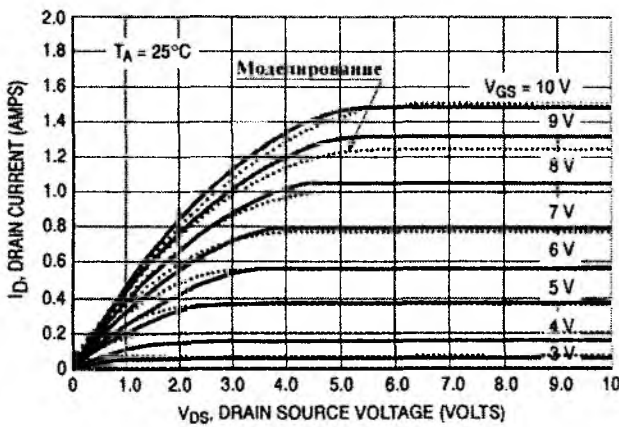


Рис. 3

Таблица 1

Название параметра	Значение параметра	Название параметра	Значение параметра
LEVEL	1	Rds	48 MEG
NMOS	yes	Cbd	20.5 pF
Vto	1.9 V	Cbs	53.3 pF
Kp	0.17	Is	41.6 fA
Gamma	1.76	Pd	0.8 V
Phi	0.75V	Cgso	24 pF
Lambda	267e-6	Cgdo	20 pF
Rd	0 Ohm	Cgbo	116 pF
Rs	1.6 Ohm		

В усилителе применена параллельная схема нейтрализации выходной емкости на частоте второй гармоники, что позволяет использовать схему выходной цепи с отдельными контурами на частоты гармоник. Индуктивность дросселя L_1 необходимо брать такой (табл. 2), чтобы она на частоте второй гармоники $2f_1=27,12$ МГц совместно с выходной емкостью транзистора сток-исток C_{DS} образовывала параллельный резонансный контур (рис. 4). Благодаря этому можно скомпенсировать влияние C_{DS} на настройку выходной нагрузочной цепи УМ. В противном случае выходная цепь не обеспечит на стоке транзистора требуемые для УМ класса F значения импеданса на частотах гармоник [1 – 4].

Номиналы элементов C_6, L_2, C_7, L_3 резонансных контуров и сопротивление нагрузки R_{Load} должны быть такими, чтобы выходная нагрузочная цепь на частоте первой гармоники создавала расчетное значение $Z(f_1) = R_{opt}$ активного нагрузочного импеданса, необходимого для получения максимальной выходной мощности, а на частоте третьей гармоники $Z(3f_1) \rightarrow \infty$ (рис.4). На частоте второй гармоники контур $C_6 - L_2$ представляет собой небольшую индуктивность, а контур $C_7 - L_3$ представляет собой небольшую емкость. Емкость разделительного конденсатора C_5 должна быть такой, чтобы она в совокупности с индуктивностью контура $C_6 - L_2$ и емкостью контура $C_7 - L_3$ на частоте второй гармоники образовывала последовательный резонансный контур, обеспечивая при этом $Z(2f_1) \rightarrow 0$ [1].

Оставшиеся реактивности контуров на частотах всех гармоник образуют трансформирующую цепь на основной частоте, которая преобразует нагрузочное сопротивление 200 Ом в сопротивление нагрузки, в реализованном усилителе оно равно 72 Ом .

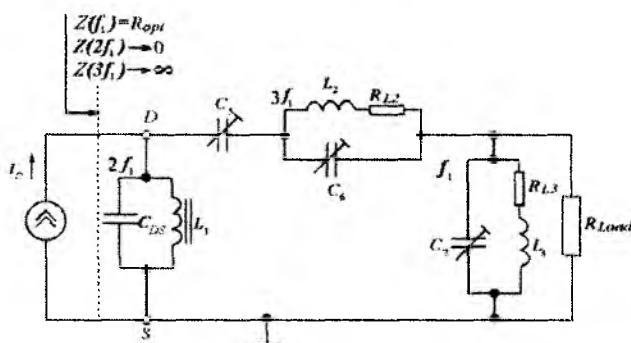


Рис. 4

Активное значение нагрузочного импеданса, который должна создавать выходная нагрузочная цепь УМ класса F на рабочей частоте f_1 при угле отсечки $\theta_C = \pi/2$ вычисляется по формуле [11]

$$Z(f_1) = \frac{V_{DD} - V_K}{I_{D\max} / 2},$$

где V_{DD} – напряжение источника питания; V_K – напряжение перегиба; $I_{D\max}$ – максимальный ток стока транзистора. Подставляя $V_{DD} = 25 \text{ В}$ и из [8] $V_K = 5 \text{ В}$, $I_{D\max} = 0,2 \text{ А}$, получим $Z(f_1) = 200 \text{ Ом}$.

Таблица 2

Элемент	Номинал	Элемент	Номинал	Элемент	Номинал
C_1	450 нФ	C_5	83,6 нФ	L_2	338 нГн
C_2	10 нФ	C_6	35,8 нФ	L_3	337 нГн
C_3	2,2 мкФ	C_7	434 нФ	R_1	2,8 кОм
C_4	220 мкФ	L_1	1,97 мкГн	R_2	34 кОм

$$R_{Load} = 72 \text{ Ом}$$

Исследование влияния потерь на характеристики УМ класса F

Для исследования влияния потерь в резонансных контурах моделировалось изменение активного сопротивления, включенного последовательно с индуктивностью контура. В эксперименте последовательно с катушками индуктивности в контурах включались резисторы в SMD исполнении $0,28, 0,56, 0,82 \text{ Ом}$, на данной частоте по результатам измерения их реактивными сопротивлениями можно пренебречь. Резисторы включались в оба контура одинакового номинала, что является некоторым упрощением, не снижающим возможность анализа процессов в усилителе. После подключения резисторов измерялась добротность контуров Q_{L2} на частоте $3f_1 = 40,68 \text{ МГц}$ и Q_{L3} на частоте $f_1 = 13,56 \text{ МГц}$. Также была измерена добротность Q_{L1} на частоте $2f_1 = 27,12 \text{ МГц}$ с собственными потерями (табл. 3). Затем вычислялись сопротивления потерь $R'_L = (2\pi fL) / Q_L$, которые использовались при моделировании соответствующего варианта.

С этими подключенными резисторами проводилось два измерения параметров усилителя – с сохранением первоначальной настройки резонансных контуров и с изменением настройки контуров. Результаты моделирования и измерения энергетических параметров в зависимости от сопротивлений в контурах приведены в табл. 4 и на рис. 5, K_p – расчетный коэффициент усиления по мощности.

Таблица 3

Q_{L1}	$R'_{L1}, \text{Ом}$	$R_{L2}, R_{L3}, \text{Ом}$	Q_{L2}	$R'_{L2}, \text{Ом}$	Q_{L3}	$R'_{L3}, \text{Ом}$
28	12	0	174	0,50	96	0,29
		0,28	108	0,80	50	0,56
		0,56	81	1,07	34	0,82
		0,82	60	1,44	26	1,07

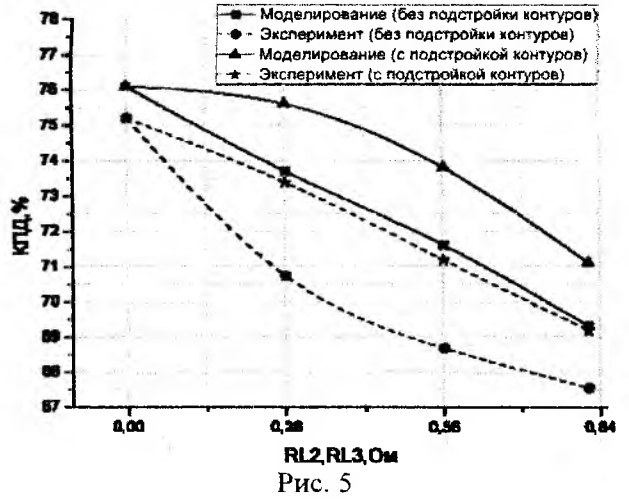


Рис. 5

Таблица 4

Данные, полученные без подстройки контуров											
				Моделирование				Эксперимент			
$R_{L2}, R_{L3}, \text{Ом}$	$C_5, \text{нФ}$	$C_6, \text{нФ}$	$C_7, \text{нФ}$	$P_{DC}, \text{Вт}$	$P_{LOAD}, \text{Вт}$	K_p	КПД, %	$P_{DC}, \text{Вт}$	$P_{LOAD}, \text{Вт}$	K_p	КПД, %
0	83,6	35,8	434,1	2,077	1,580	175,5	76,1	2,075	1,560	173,3	75,20
0,28				2,067	1,523	169,0	73,7	2,075	1,467	163,0	70,73
0,56				2,058	1,473	163,7	71,6	2,075	1,425	158,3	68,68
0,82				2,050	1,421	157,9	69,3	1,875	1,266	140,7	67,55
Данные, полученные с подстройкой контуров											
0,28	86,3	36,6	438,1	2,108	1,594	177,0	75,6	2,000	1,467	163,0	73,38
0,56	95,7	37,4	434,7	2,437	1,798	200,0	73,8	2,050	1,459	162,1	71,18
0,82	82,8	37,0	434,8	2,009	1,429	158,8	71,1	1,850	1,280	142,2	69,18

Анализ полученных результатов можно проводить с точки зрения форм тока и напряжения на активном элементе и рассматривая соотношения фаз и амплитуд гармоник токов и напряжений на выходе активного прибора. Эти подходы эквивалентны, но дополняют друг друга. На рис. 6 показаны формы мгновенных v_{DS} и i_D , полученные с помощью: а – моделирования и б – экспериментально.

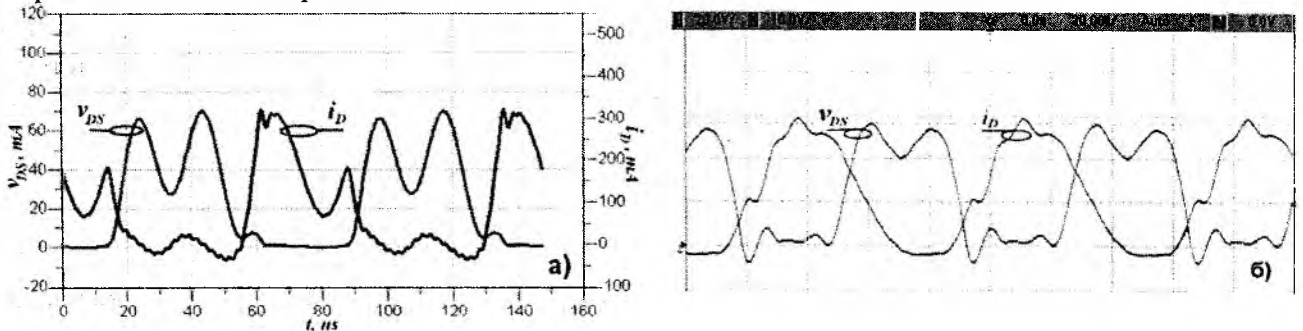


Рис. 6

Рис. 6 показывает, что в данной схеме усилителя класса F удается получить малое перекрытие сигналов тока и напряжения, что и снижает потери; формы тока близки к полусинусоиде, а форма напряжения напоминает меандр, это способствует повышению выходной мощности. Такие формы сигналов получены в результате оптимизации параметров схемы с учетом реальной модели транзистора. Вместе с тем, видно, что формы сигналов получены суммированием не только трех первых гармоник, в ВЧ усилителях может быть существенным вклад высших гармоник. В ВЧ диапазоне в реальной цепи сложно получить требуемые значения нагрузочного импеданса транзистора на каждой из гармоник, вследствие взаимного влияния каждого из контуров на ход годографа нагрузочного импеданса [14]. Поэтому и анализировать выходную нагрузочную цепь нагляднее в этих терминах.

На рис. 7 показаны годографы нагрузочного импеданса, соответствующие обозначенному на рис. 4 сечению, полученные при моделировании: *a* – без подстройки контуров; *в* – с подстройкой контуров; в эксперименте: *б* – без подстройки контуров; *г* – с подстройкой контуров. Использовалось значение выходной емкости транзистора, измеренное без подачи напряжения питания. Наблюдается отличие теории от эксперимента в значениях импеданса на частоте третьей гармоники, обусловленное неучтенными паразитными потерями и емкостями (табл.5). Эффект повышения выходной мощности и КПД при перестройке контуров с этих позиций может быть объяснен уменьшением активной составляющей нагрузочного импеданса, так как выходная мощность обратно пропорциональна $R(f_1)$.

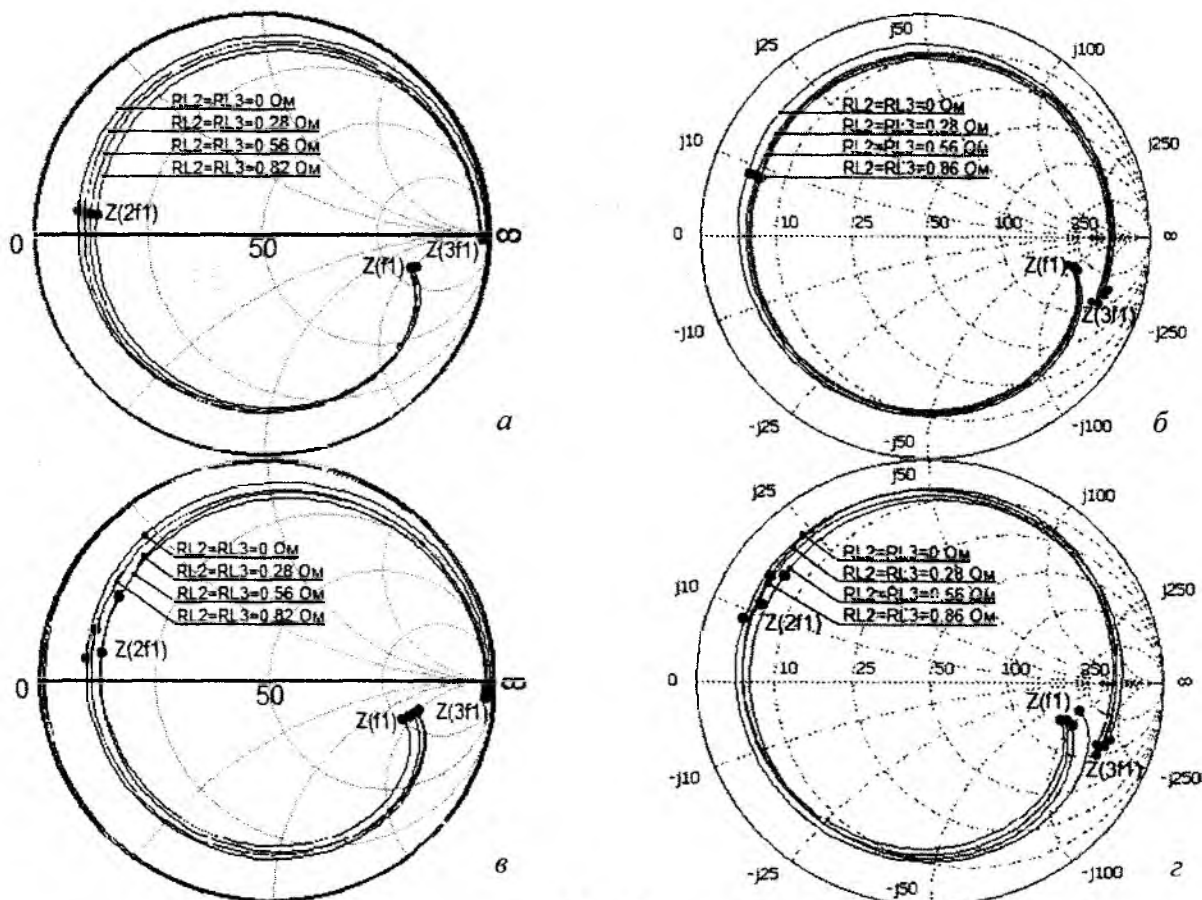


Рис. 7

Вместе с тем, это общее положение не является специфическим для данного случая, и представляет интерес поиск иных зависимостей, например фазовых соотношений токов и напряжений на активном приборе. Поэтому для форм v_{DS} и i_D , полученных при моделиро-

вании и в эксперименте, было сделано прямое дискретное преобразование Фурье, которое дало ответ на вопрос о том, в каких фазах находятся гармоники тока и напряжения (табл.6).

Таблица 5

$R_{L2}, R_{L3},$ Ом	Импеданс моделирование			Импеданс эксперимент		
	Без подстройки контуров					
	$Z(f_1), \text{Ом}$	$Z(2f_1), \text{Ом}$	$Z(3f_1), \text{Ом}$	$Z(f_1), \text{Ом}$	$Z(2f_1), \text{Ом}$	$Z(3f_1), \text{Ом}$
0	191,9-j96,0	5,3+j1,9	942,9-j1747	196,3-j86,1	4,4+j8,7	129,7-j196,3
0,28	189,9-j98,1	6,0+j1,9	1032-j1566	193,4-j90,1	5,1+j8,2	113,3-j191,5
0,56	188,0-j100,1	6,7+j1,9	1078-j1411	190,1-j94,3	5,7+j8,1	110,3-j187,9
0,82	186,6-j101,7	7,6+j1,8	1102-j1210	186,1-j96,1	6,2+j8,4	108,6-j186,1
	С подстройкой контуров					
0,28	182,7-j96,0	6,1+j6,8	235,8-j887,5	159,8-j90,7	5,7+j14,2	98,8-j183,7
0,56	153,3-j80,9	6,9+j13,0	286,3-j896,7	151,7-j88,9	6,1+j15,3	118,6-j188,9
0,82	189,8-j103,4	7,7+j2,9	448,2-j965,2	159,7-j99,3	6,5+j12,1	105,0-j180,0

Таблица 6

$R_{L2},$ $R_{L3}, \text{Ом}$	Фазы в моделировании					Фазы в эксперименте				
	$\varphi_{V_{1m}},$ град	$\varphi_{I_{1m}},$ град	$\varphi_{I_{1m}} - \varphi_{V_{1m}},$ град	$\varphi_{V_{3m}},$ град	$\varphi_{I_{2m}},$ град	$\varphi_{V_{1m}},$ град	$\varphi_{I_{1m}},$ град	$\varphi_{I_{1m}} - \varphi_{V_{1m}},$ град	$\varphi_{V_{3m}},$ град	$\varphi_{I_{2m}},$ град
	Теория [1-4]									
	-90	90	180	-90	180	-90	90	180	-90	180
Без подстройки контуров										
0	-100,0	75,6	175,6	-137,0	107,4	-107,5	106,6	214,1	-137,0	175,2
0,28	-96,5	77,0	173,5	-124,1	118,6	-106,5	108,6	215,1	-133,5	172,1
0,56	-88,0	80,8	168,8	-105,4	138,9	-109,6	104,1	213,7	-143,7	178,0
0,82	-87,2	77,8	165,0	120,1	119,2	-108,9	105,0	213,9	-141,7	179,1
С подстройкой контуров										
0,28	-99,0	75,6	174,6	-134,1	108,7	-108,7	104,0	212,7	-141,4	181,5
0,56	-97,1	76,1	173,2	-131,2	111,2	-123,8	84,3	208,1	-137,0	141,4
0,82	-96,2	76,3	172,5	-130,0	112,3	-112,0	97,0	209,0	-149,8	158,8

Полученные значения фаз (табл. 6) показывают, что как в моделировании, так и в эксперименте стоковый КПД тем выше, чем ближе разность $\varphi_{I_{1m}} - \varphi_{V_{1m}}$ к 180° , то есть ближе к теории [1 - 4]. Фазовая диаграмма, соответствующая теории УМ класса F [1-4], показана на (рис. 8, а), а фазовые диаграммы, полученные с помощью моделирования и экспериментально для настроенного УМ при $R_{L2} = R_{L3} = 0$, показаны на (рис. 8, б, в).

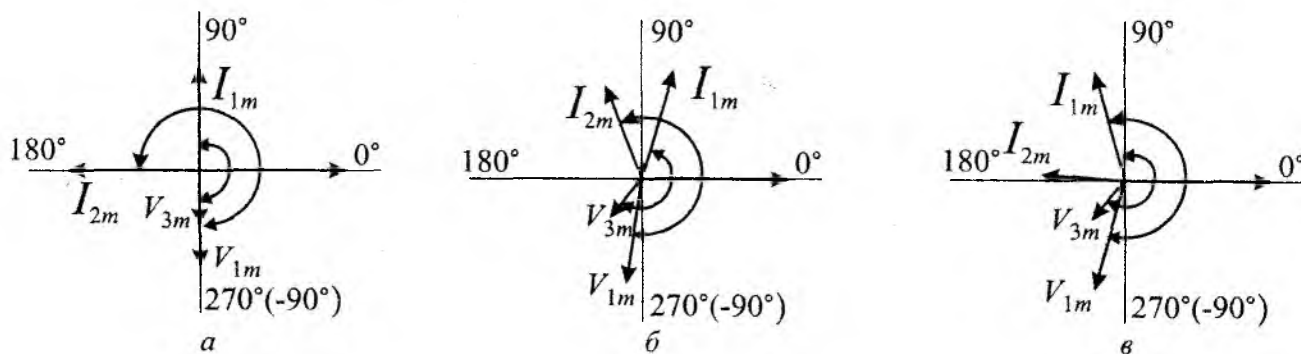


Рис. 8

Таким образом, в результате моделирования и экспериментального исследования усилителя класса F с добавлением третьей гармоники напряжения установлено, что при учете реальных свойств транзистора и выходной цепи требования к электрическому режиму

усилителя и настройке выходной согласующей цепи являются результатом компромисса за счет воздействия изменяющихся форм сигналов на кристалле транзистора. Критерием оптимизации параметров цепи и режима транзистора могут служить фазовые соотношения первых гармоник тока и напряжения на транзисторе. Дальнейшие уточнения могут быть сделаны при учете управления на большем числе гармоник и при большей точности моделирования нелинейных свойств транзистора.

Выводы

Рассчитан и промоделирован усилитель класса F на МОП транзисторе 2N7000 на частоту 13,56 МГц с параметрами: $P_{\text{вых}} = 1,5 \text{ Вт}$, КПД=76 %. Изучено влияние потерь в катушках индуктивности на характеристики УМ, показано, что изменением настройки контуров на частотах гармоник можно в некоторой степени компенсировать вредное влияние потерь на выходные характеристики. Объяснение полученных зависимостей состоит в изменении фазовых соотношений между гармониками тока и напряжения на активном элементе.

Список литературы: 1. Крыжановский, В.Г. Транзисторные усилители с высоким КПД. – Донецк : Апекс, 2004.–448 с. 2. Grebennikov, A., Sokal, N.J. Switchmode RE Power Amplifiers. – Burlington, Newnes, Elsevier, 2007. – 423 p. 3. Kazimierczuk, M. K. RF Power Amplifier. Chichester, John Willy & Sons, 2008. – 405 p. 4. Raab, F. H. Class-F Power Amplifiers with Maximally Flat Waveforms // IEEE Trans. of MTT, vol. 45, no. 11, pp.2007-2012. Nov.1997. 5. Shichman, H. and Hodges, D. A. Modeling and simulation of insulated-gate field-effect transistor switching circuits // IEEE Journal of Solid-State Circuits, SC-3, 285, Sept. 1968. 6. Karen A. Sakallah, Yao-tsung Yen, and Steve S. Greenberg. The Meyer Model Revisited: Explaining and Correcting the Charge Non-Conservation Problem, ICCAD, 1987. 7. Antognetti, P. and Mas-sobrio, G. Semiconductor device modeling with SPICE , New York: McGraw-Hill, Second Edition 1993. 8. <http://www.rlocman.ru/datasheet/data.html?di=92136&/2N7000RLRAG>. 9. <http://www.analog-innovations.com/SEDCompare2N7000Models.pdf>. 10. Kim J. H., Jo G. D., Oh J. H., Kim Y. H., Lee K. C., and Jung J. H. Modeling and design methodology of high-efficiency class-F and class-F⁻¹ power amplifiers // IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 59, no. 1, pp. 153–165, Jan. 2011. 11. Moon J., Jee S., Kim Jung-joon, Kim Jangheon, and Kim B. Behaviors of Class-F and Class-F Amplifiers // IEEE Trans. on Microw. Theory and Tech., vol. 60, no. 6, pp. 1937-1951. June 2012. 12. Kenta Kuroda, Ryo Ishikawa, Kazuhiko Honjo, Parasitic Compensation Design Technique for a C-Band GaN HEMT Class-F Amplifier // IEEE Trans on Microw. Theory and Tech., vol. 58, no. 11, pp. 2741-2750, Nov 2010. 13. Paolo Colantonio, Franco Giannini and Ernesto Limiti, HF Class F Design Guidelines / MIKON – 2004.XV Int. Conf. of on Microwaves, Radar and Wireless Communications. Poland, Warszawa, May 17-21, 2004, Conference Proc., vol.1,pp.27-38. 14. Franco, M.J, An Efficient, 35 dBm, Inverse Class-F, UHF RF Power Amplifier Module on a 12 mm² Footprint Designed in First Pass Through Accurate Modeling and Simulation // Microwave, MTT-S International Symposium // MTT, pp. 930-931, 2010.

Донецкий национальный университет

Поступила в редколлегию 11.07.2012

И.Л. АФОНИН, д-р техн. наук, И.В. ЛАЩЕНКО, канд. техн. наук, Г.В. БОКОВ

ИССЛЕДОВАНИЕ ФАЗОВОГО СДВИГА МЕЖДУ ВОЛНАМИ, ОТВЕТВЛЯЕМЫМИ ЩЕЛЯМИ, ПРОРЕЗАННЫМИ В ШИРОКОЙ СТЕНКЕ ПЛОСКОГО ПОЛУОТКРЫТОГО МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВОЛНОВОДА

Передача электромагнитной энергии сантиметрового диапазона волн осуществляется, в основном, по волноводам прямоугольного сечения и полосковыми линиями. Недостатками указанных линий передач являются сложность изготовления и дороговизна волноводов, а также открытый характер полосковой линии, приводящий к потерям энергии волны на излучение. Альтернативой полному волноводу прямоугольного сечения и полосковой линии может служить плоский полуоткрытый металлодиэлектрический волновод (ППМДВ) [1]. Он представляет собой диэлектрическую пластину с металлизацией широких стенок 1, расположенную между двумя металлическими плоскостями 2 (рис. 1).

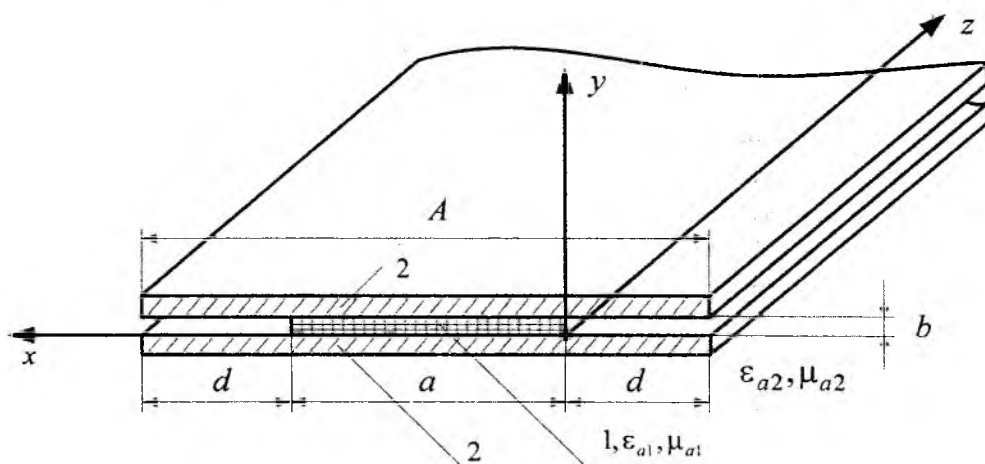


Рис. 1. Плоский полуоткрытый металлодиэлектрический волновод

Теория такого волновода изложена в работе [2]. Помимо простоты изготовления, ППМДВ практически полностью закрыт для излучения электромагнитной энергии. Для определения параметров устройств, разработанных на базе этого волновода, предложен измеритель, основой микроволновой части которого является двухдетекторный волноводно-щелевой преобразователь (ВЩП) [3]. Щели прорезаны в широкой стенке металлизированной пластины и возбуждают заперделльные волноводы детекторных головок, установленных торцом над щелями (рис. 2).

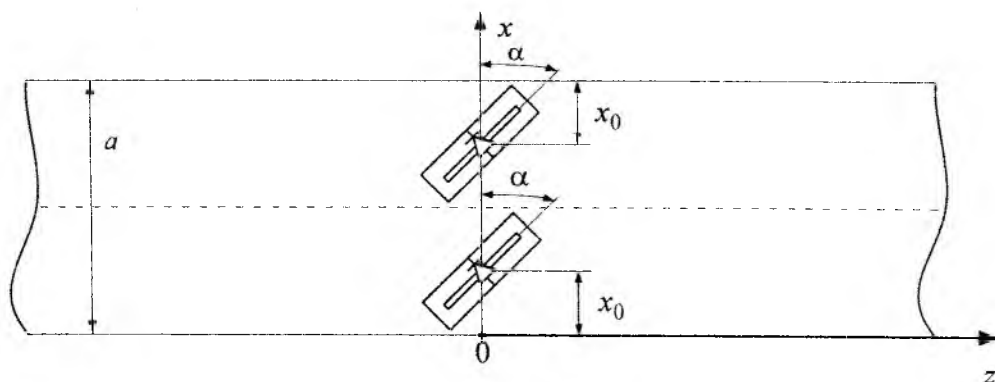


Рис. 2. Схематическое изображения двухдетекторного волноводно-щелевого преобразователя

Центры щелей находятся в одной поперечной плоскости, их наклон относительно оси Oz составляет угол α , а смещение относительно боковых узких стенок пластины – x_0 .

Возбуждаются щели касательными к поверхности широкой стенки составляющими вектора напряженности магнитного поля $\vec{H} - H_x$ и H_z .

Как показано в [2], основным типом волны в плоском полуоткрытом металлодиэлектрическом волноводе является E_y^{00} . Составляющие H_x и H_z этой волны:

$$H_x = i E_{ym} \sqrt{\frac{\epsilon_{a1}}{\mu_{a1}}} \sin \theta_x \cos \left(k_x x_0 - \frac{\varphi_{x0}}{2} \right) e^{i \left(\omega t - k_z z + \frac{\varphi_{x0}}{2} \right)}; \quad (1)$$

$$H_z = - E_{ym} \sqrt{\frac{\epsilon_{a1}}{\mu_{a1}}} \cos \theta_x \sin \left(k_x x_0 - \frac{\varphi_{x0}}{2} \right) e^{i \left(\omega t - k_z z + \frac{\varphi_{x0}}{2} \right)}; \quad (2)$$

где E_{ym} – амплитуда напряженности электрического поля; ϵ_{a1} – абсолютная диэлектрическая проницаемость диэлектрической пластины; μ_{a1} – абсолютная магнитная проницаемость диэлектрика; θ_x – угол падения плоской парциальной волны ППМДВ на границу раздела диэлектрик-воздух; $k_x = \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_1}}{\lambda} \cos \theta_x$ – поперечное волновое число; ϵ_1 – относительная диэлектрическая проницаемость пластины; λ – длина волны генератора; φ_{x0} – фаза комплексного коэффициента отражения от границы раздела диэлектрик-воздух; k_z – продольное волновое число.

При угле поворота щели $\alpha = 0^\circ$ она возбуждается составляющей H_x , при $\alpha = 90^\circ - H_z$.

При угле α отличном от 0° и 90° щели возбуждаются двумя составляющими $H_x \cos \alpha$ и $H_z \sin \alpha$, сдвинутыми по фазе на девяносто градусов (1, 2).

Результирующая напряженность магнитного поля

$$H = - E_{ym} \sqrt{\frac{\epsilon_{a1}}{\mu_{a1}}} \cos \theta_x \sin \left(k_x x_0 - \frac{\varphi_{x0}}{2} \right) e^{i \left(\omega t - k_z z + \frac{\varphi_{x0}}{2} \right)} \sin \alpha + \\ + i E_{ym} \sqrt{\frac{\epsilon_{a1}}{\mu_{a1}}} \sin \theta_x \cos \left(k_x x_0 - \frac{\varphi_{x0}}{2} \right) e^{i \left(\omega t - k_z z + \frac{\varphi_{x0}}{2} \right)} \cos \alpha. \quad (3)$$

Изобразим составляющие $H - Re(H)$ и $Im(H)$ на комплексной плоскости (рис. 3);

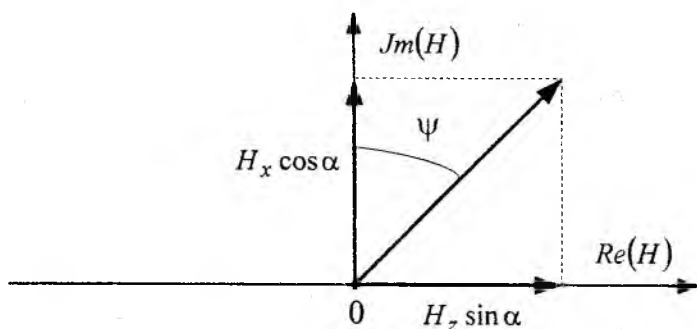


Рис. 3. К определению фазового сдвига ψ между волнами, отвечаемыми поперечной и наклонной щелями

При повороте щели на угол α фазовый сдвиг ψ возрастает. При $\alpha = 0^\circ$, $\psi = 0^\circ$; при $\alpha = 90^\circ$ — $\psi = 90^\circ$, при произвольном угле α — $\psi \neq \alpha$. Как видно из рис. 3,

$$\operatorname{tg}\psi = \frac{-H_z \sin \alpha}{H_x \cos \alpha} = \frac{-\cos \theta_x \sin \left(k_x x_0 - \frac{\varphi_{x_0}}{2} \right) \sin \alpha}{\sin \theta_x \cos \left(k_x x_0 - \frac{\varphi_{x_0}}{2} \right) \cos \alpha} = \frac{-\operatorname{tg} \left(k_x x_0 - \frac{\varphi_{x_0}}{2} \right) \operatorname{tg} \alpha}{\operatorname{tg} \theta_x},$$

откуда

$$\psi = \operatorname{arctg} \left[\frac{-\operatorname{tg} \left(k_x x_0 - \frac{\varphi_{x_0}}{2} \right) \operatorname{tg} \alpha}{\operatorname{tg} \theta_x} \right], \quad (4)$$

Для полого металлического волновода прямоугольного сечения параметры, входящие в соотношение (4) для волны типа H_{10} [2]:

$$\cos \theta_x = \frac{\lambda}{2a}; \quad k_x = \frac{2\pi}{\lambda} \cos \theta_x = \frac{\pi}{a}; \quad \varphi_{x_0} = \pi; \quad \sin \theta_x = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a} \right)^2}.$$

Подставляя их в (4), получаем

$$\psi = \operatorname{arctg} \left[\frac{\operatorname{ctg} \frac{\pi x_0}{a} \cdot \operatorname{tg} \alpha \cdot \lambda}{2a \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a} \right)^2}} \right] = \operatorname{arctg} \left(\frac{\lambda_g \cdot \operatorname{tg} \alpha}{2a \cdot \operatorname{tg} \frac{\pi x_0}{2}} \right). \quad (5)$$

Выражение для фазового сдвига ψ (5) полностью совпадает с результатом, известным из литературы [4].

В плоском полукрытом металлодиэлектрическом волноводе величина φ_{x_0} определяется соотношением [2]:

$$\varphi_{x_0} = 2 \operatorname{arctg} \left[\frac{\mu_1}{\mu_2} \cdot \frac{\sqrt{\sin^2 \theta_x - \frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}}}{\cos \theta_x} \right] = k_x a = \frac{2\pi \sqrt{\varepsilon_1} \cdot a}{\lambda} \cos \theta_x, \quad (6)$$

где $\varepsilon_2 = 1$ — относительная диэлектрическая проницаемость воздуха; $\mu_1 = 1$, $\mu_2 = 1$ — относительные магнитные проницаемости диэлектрической пластины и воздуха.

Для удобства расчета фазового сдвига ψ (4) при различных углах α поворота щели в полосе рабочих длин волн преобразуем множитель $-\operatorname{tg} \left(k_x x_0 - \frac{\varphi_{x_0}}{2} \right)$ в квадратных скобках (4). Учитывая (6),

$$-\operatorname{tg} \left(k_x x_0 - \frac{\varphi_{x_0}}{2} \right) = \operatorname{ctg} \left[\frac{\pi}{2} - \frac{2\pi \sqrt{\varepsilon_1} \cos \theta_x}{\lambda} \left(\frac{a}{2} - x_0 \right) \right]. \quad (7)$$

Чтобы результат расчета фазового сдвига ψ не зависел от ширины рабочей стенки диэлектрической пластины a , целесообразно в формулы подставлять не абсолютные длины волн λ , а относительные, нормированные относительно размера a , то есть $\lambda_n = \frac{\lambda}{a}$. Тогда выражение (7) приобретает вид

$$\operatorname{ctg} \left[\frac{\pi}{2} - \frac{2\pi\sqrt{\varepsilon_1} \cos \theta_x}{\lambda_n a} \left(\frac{a}{2} - x_0 \right) \right], \quad (8)$$

а выражение для фазового сдвига ψ (4) с учетом (7) и (8)

$$\psi = \operatorname{arctg} \left\{ \frac{\operatorname{tg} \alpha}{\operatorname{tg} \left[\frac{\pi}{2} - \frac{2\pi\sqrt{\varepsilon_1} \cos \theta_x}{\lambda_n a} \left(\frac{a}{2} - x_0 \right) \right] \operatorname{tg} \theta_x} \right\}. \quad (9)$$

Нормированная длина волны λ_n с углом θ_x связана дисперсионным уравнением [2]:

$$\lambda_n = \frac{\lambda}{a} = \frac{2\pi\sqrt{\varepsilon_1} \cos \theta_x}{2 \operatorname{arctg} \left[\frac{\sqrt{\sin^2 \theta_x - \frac{1}{\varepsilon_1}}}{\cos \theta_x} \right]}. \quad (10)$$

Каждому значению λ_n соответствует своя величина угла θ_x .

Рабочая полоса длин волн (частот) плоского полукрытого металлодиэлектрического волновода $\Delta\lambda = \lambda_{\max} - \lambda_{\min}$. Минимальная длина волны не должна быть меньше критической длины ближайшей к E_y^{00} моды. Такой модой (типом волны) является E_y^{10} . Ее критическая длина волны

$$\lambda_{кр}^{10} = 2a\sqrt{\varepsilon_1 - 1}. \quad (11)$$

Если выбрать $\lambda_{\min} = \lambda_{кр}^{10}$; тогда $\lambda_{\min} = 2a\sqrt{\varepsilon_1 - 1}$, откуда размер широкой стенки

$$a = \frac{\lambda_{\min}}{2\sqrt{\varepsilon_1 - 1}}; \text{ или } \lambda_{n \min} = 2\sqrt{\varepsilon_1 - 1}. \quad (12)$$

Задаем рабочий диапазон ППМДВ:

$$f_{\min} = 2750 \text{ МГц}, f_{\max} = 3750 \text{ МГц} \text{ или } \lambda_{\max} = 10,91 \text{ см}, \lambda_{\min} = 8 \text{ см}.$$

Относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрической пластины равна 2,5.

В соответствии с (12) размер широкой стенки $a = 3,27 \text{ см}$, тогда получаем следующие значения нормированных длин волн: $\lambda_{n \min} = 2,44$, $\lambda_{n \max} = 2,93$, $\lambda_{n \text{ ср}} = 2,685$.

Уравнение (10) позволяет получить график зависимости $\theta_x = f(\lambda_n)$ (рис. 4).

На графике (рис. 4) снимаем следующие значения угла падения плоской парциальной волны: $\theta_{x \max} = 62,60^\circ$; $\theta_{x \text{ ср}} = 61,12^\circ$; $\theta_{x \min} = 59,54^\circ$.

В рабочем диапазоне нормированных волн угол θ_x меняется от $\theta_{x \max}$ до $\theta_{x \min}$.

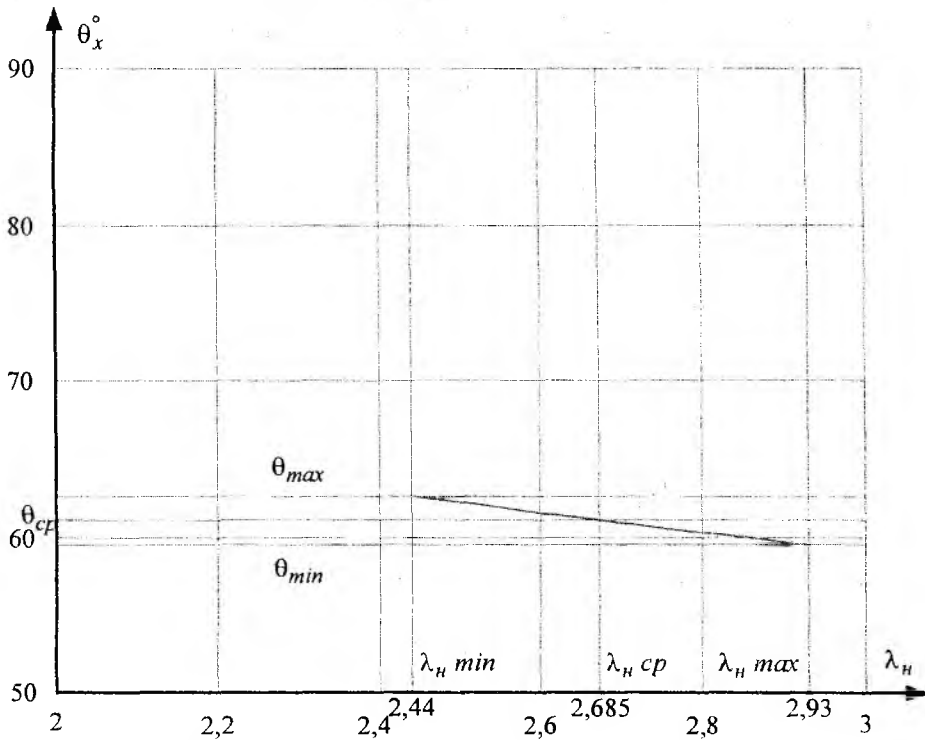


Рис. 4. Зависимость угла падения θ_x плоской парциальной волны от нормированной длины волны λ_n в рабочей полосе

Критический угол (угол полного внутреннего отражения) $\theta_{x \text{ кр}} = \arcsin \sqrt{\frac{1}{\epsilon_1}}$ — соответствует $\lambda_{n \text{ кр}} = \infty$. Таким образом, одноволновый режим работы плоского полукрытого металлодиэлектрического волновода соответствует неравенству $\lambda_{n \text{ min}} < \lambda_n < \infty$.

Кроме угла θ_x нормированной длины волны λ_n фазовый сдвиг ψ (9) зависит также от угла поворота щели α и поперечной координаты x_0 . Для получения достаточно большой амплитуды ответвляемой щелью волны, т.е. для уменьшения переходного затухания между ППМДВ и волноводом детекторной головки, протяженность щели должна быть сравнительно большой. Этого можно добиться, если положить $x_0 = \frac{a}{4}$. На средней частоте рабочей полосы фазовый сдвиг ψ_{cp} обычно задается, тогда при заданном значении x_0 и рассчитанных $\lambda_{n \text{ cp}}$ и $\theta_{x \text{ cp}}$, определяется угол наклона щели α . При найденном угле α далее рассчитываются величины фазовых сдвигов на крайних и промежуточных частотах.

Допустим $\psi_{cp} = 45^\circ$, тогда в соответствии с (9)

$$\operatorname{tg} \alpha = \operatorname{tg} \psi_{cp} \cdot \operatorname{tg} \left[\frac{\pi}{2} - \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_x}{\lambda_n a} \left(\frac{a}{2} - x_0 \right) \right] \cdot \operatorname{tg} \theta_x = \operatorname{tg} \left[\frac{\pi}{2} - \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_x}{\lambda_n a} \left(\frac{a}{2} - x_0 \right) \right] \cdot \operatorname{tg} \theta_x. \quad (13)$$

При заданных значениях a , x_0 и рассчитанных $\lambda_{n \text{ cp}}$ и $\theta_{x \text{ cp}}$ угол наклона щели $\alpha = 75,09^\circ$.

Принцип работы измерительного двухдетекторного волноводно-щелевого преобразователя требует квазипостоянства фазового сдвига в полосе частот. С увеличением отклонения $\Delta\psi$ от ψ_{cp} возрастает частотная погрешность.

При зеркальном расположении щелей, имеющих общий центр, фазовый сдвиг удваивается. Тот же эффект получается, если щели будут параллельными, но расположенными по обеим сторонам от осевой линии волновода, как показано на рис. 2.

Фазовый сдвиг между волнами, ответвляемыми двумя наклонными щелями

$$\psi_{\alpha} = 2 \operatorname{arctg} \left\{ \frac{\operatorname{tg} \alpha}{\operatorname{tg} \left[\frac{\pi}{2} - \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_x}{\lambda_n a} \left(\frac{a}{2} - x_0 \right) \right]} \operatorname{tg} \theta_x \right\}. \quad (14)$$

График зависимости $\psi_{\alpha} = f_1(\lambda_n)$ в рабочей полосе частот представлен на рис. 5.

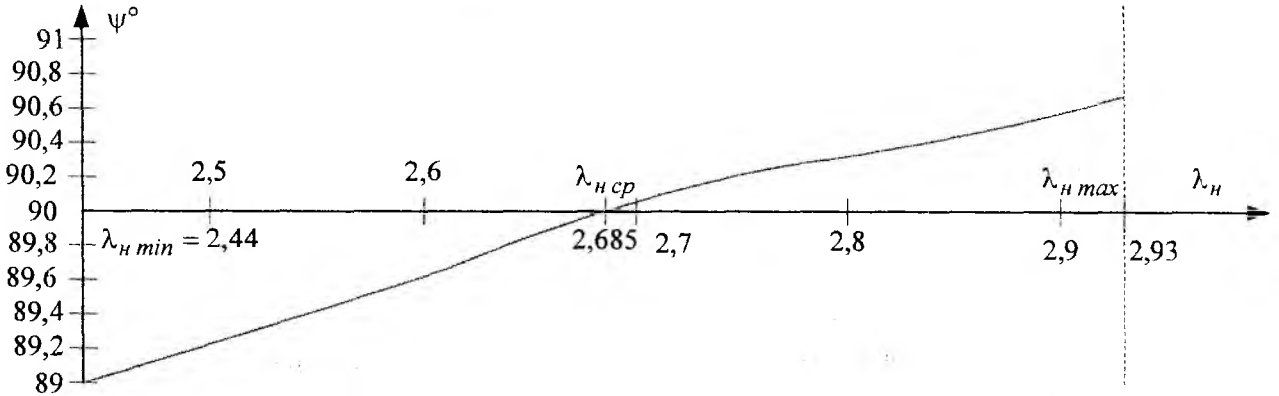


Рис. 5. Зависимость фазового сдвига $\psi_{\text{ср}}$ от нормированной длины волны

При изменении угла наклона щели α фазовый сдвиг ψ_{α} (14) на средней длине волны будет отклоняться от 90° , так при изменении угла α от 45° до 80° , угол $\psi_{\alpha \text{ ср}}$ меняется от $29,7^{\circ}$ до $112,9^{\circ}$. График зависимости $\psi_{\alpha} = f_2(\alpha)$ при $\lambda_n = \lambda_{n \text{ ср}}$, $\theta_x = \theta_{x \text{ ср}}$ показан на рис. 6.

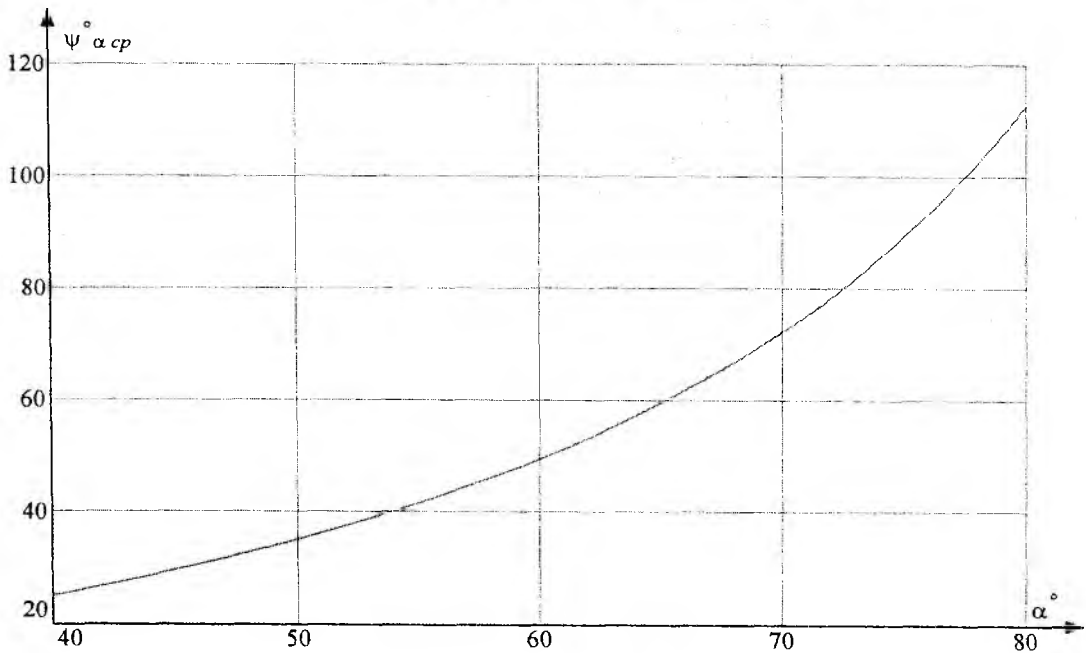


Рис. 6. Зависимость фазового сдвига $\psi_{\alpha \text{ ср}}$ от угла наклона щелей

В случае существенных отклонений $\Delta\psi_\alpha = \psi_\alpha - \psi_{\alpha cr}$ при изменении длины волны (рис. 5) возможно его уменьшение путем разнесения центров щелей на расстояние z_0 вдоль волновода, как это представлено в [4]. В этом случае фазовый сдвиг определяется двумя составляющими: за счет разноса центра щелей и поворота щелей – $\psi = \psi_{z_0} + \psi_\alpha$.

Фазовый сдвиг ψ_{z_0}

$$\psi_{z_0} = \frac{2\pi z_0}{\lambda_g} = \frac{2\pi z_0 \sqrt{\epsilon_1}}{\lambda} \sin \theta_x, \quad (15)$$

где $\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_1} \sin \theta_x}$ – длина волны в плоском полуоткрытом металлодиэлектрическом волноводе. Таким образом, $\psi = \psi_{z_0} + \psi_\alpha$.

$$\psi = \frac{2\pi z_0 \sqrt{\epsilon_1} \sin \theta_x}{\lambda_n a} + 2 \operatorname{arctg} \left\{ \frac{\operatorname{tg} \alpha}{\operatorname{tg} \left[\frac{\pi}{2} - \frac{2\pi \sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_x}{\lambda_n a} \left(\frac{a}{2} - x_0 \right) \right] \operatorname{tg} \theta_x} \right\}. \quad (16)$$

Результирующий фазовый сдвиг ψ является функцией пяти переменных $\psi = f(\lambda_n, \theta_x, z_0, \alpha, x_0)$. Многопараметровая оптимизация соотношения (16) по критерию минимального отклонения $\Delta\psi = \psi - \psi_{cr}$ в полосе частот (длин волн), позволяет определить оптимальные значения геометрических параметров щелей: α , x_0 , z_0 , а также отклонения $\Delta\psi$. Многопараметровая оптимизация будет рассмотрена в следующей работе.

Список литературы: 1. Боков, Г.В. Плоский полуоткрытый металлодиэлектрический волновод для корабельных радиоэлектронных средств // Зб. наук. праць Академії військово-морських сил імені П.С. Нахімова. – Севастополь : АВМС імені П.С. Нахімова, 2012. – Вип. 2(10). – С. 99 – 103. 2. Саламатин, В.В., Афонин, И.Л., Бердышев, С.Н. Основы геометрической электродинамики волноводов прямоугольного сечения : учеб. пособ. – Севастополь : Севастопольский нац. техн. ун-т, 2008. – 220 с. 3. Афонин, Ф.И., Боков, Г.В., Лащенко, И.В. Измеритель комплексного коэффициента отражения на основе двухканального двухдетекторного волноводно-щелевого преобразователя // Зб. наук. праць Академії військово-морських сил імені П.С. Нахімова. – Севастополь : АВМС імені П.С. Нахімова, 2011. – Вип. 3(7). – С. 52 – 57. 4. Бондаренко, И.К., Саламатин, В.В., Вертегел, В.В. Получение мало-зависимого от частоты фазового сдвига между двумя элементами связи в СВЧ устройствах // Сб. науч. тр. – Севастополь : Гос. техн. ун-т, 1997. – С. 82 – 87.

Севастопольский национальный
технический университет

Поступила в редколлегию 17.07.2012

БЕСКОНТАКТНЫЙ РЕЖИМ РАБОТЫ ПРИ СКАНИРУЮЩЕЙ МИКРОВОЛНОВОЙ МИКРОСКОПИИ

Введение

На современном этапе сканирующая микроволновая микроскопия (СММ) в основном представлена вариантом, базирующимся на использовании сканирующих ближнеполевых зондов [1]. В этом наблюдается ее аналогия с туннельной (СТМ) и атомно-силовой (АСМ) микроскопией. Среди отличий фигурирует возможность работы в бесконтактном режиме. При этом величина зазора между острием зонда и объектом устанавливается в соответствии со спецификой формируемого изображения. Например, для разделения вклада в изображение неровности поверхности и неоднородности распределения каких-либо электрофизических свойств объекта необходимо сканирование при нескольких отличающихся значениях зазора [2]. Таким образом, в частности, реализуется прогнозируемое преимущество СММ перед СТМ и АСМ – многопараметровость диагностики и возможность томографии [3].

Как показывают экспериментальные исследования [4], зависимость фундаментальных сигналов сканирования в СММ от величины зазора имеет существенно нелинейный характер. Поэтому результаты большинства исследований объектов с помощью СММ носят иллюстративный характер, а получаемые изображения необходимо реконструировать.

Из всех вариантов ближнеполевых зондов в СММ наиболее широкое применение получили резонаторные зонды (РЗ), имеющие коаксиальную апертуру [5].

Для построения соответствующих алгоритмов реконструкции необходимо в первую очередь установить физику процессов взаимодействия ближнеполевых СВЧ резонаторных зондов с объектом при наличии зазора. Следующим после этой части шагом может быть придание аналитического вида зависимостям фундаментальных сигналов от величины зазора с целью постановки корректного решения обратной задачи.

Цель статьи – установление основных закономерностей влияния зазора между РЗ и объектом на сигналообразование в СММ.

Для ее достижения необходимо решить следующие задачи:

- количественно исследовать зависимость распределения СВЧ-поля в системе РЗ-объект от величины зазора при различной форме острия зонда;
- найти зависимость от зазора добротности РЗ и его фундаментальных сигналов при сканировании;
- дать физическую интерпретацию полученных зависимостей и оценить возможность решения обратных задач, необходимого для реконструкции изображений.

Общие положения

Экспериментальная практика и детальный теоретический анализ показывают, что все известные СВЧ-сигналы сканирования в СММ выражаются через следующий набор параметров РЗ: рабочее значение ненагруженной добротности Q ; относительное ее изменение при сканировании – $\frac{\Delta Q}{Q}$; изменение резонансной частоты при сканировании – $\frac{\Delta f}{f}$. Эти параметры и выделяемые в таком виде сигналы сканирования целесообразно называть фундаментальными. На практике выделяют значение нагруженной добротности, зависящее еще и от коэффициентов связи РЗ с волноводным трактом.

Детальное исследование различных РЗ для СММ [6] позволило установить, что в них следует выделять накопительный объем и апертурно-образующую часть. Роль накопительного объема сводится к оптимальному СВЧ-питанию сканирующей СВЧ-апертуры. Физиче-

ски это выражается в обеспечении условия преобладания СВЧ-потерь в объекте над остальными потерями в электродинамической системе РЗ – объект.

Математически это отображается соотношением $Q_0 \gg R_{об}$, в котором Q_0 – добротность РЗ в отсутствии объекта; $R_{об}$ – потери СВЧ мощности в объекте.

Использование фундаментальных сигналов сканирования Q , $\Delta Q/Q$, $\Delta f/f$ и указанного выше соотношения позволяет осуществить общие оценки при оптимизации СВЧ датчика в СММ по различным критериям с учетом свойств РЗ. Для понимания сказанного можно дополнительно воспользоваться обобщенной функциональной схемой СММ [7] с отдельно обозначенным СВЧ датчиком и конструктивом РЗ. В качестве РЗ в работе использовался конусный четвертьволновой коаксиальный резонатор, схематически изображенный на вставке рис. 1 с размерами $L_0=81\text{мм}$; $R_1=1,9\text{мм}$; $R_2=8\text{мм}$; $R_{1t}=25\text{мкм}$; $R_{2t}=600\text{мкм}$, описанный в работе [8]. Ненагруженная добротность такого РЗ без объекта составляет величину 2060 на резонансной частоте 7,9 ГГц.

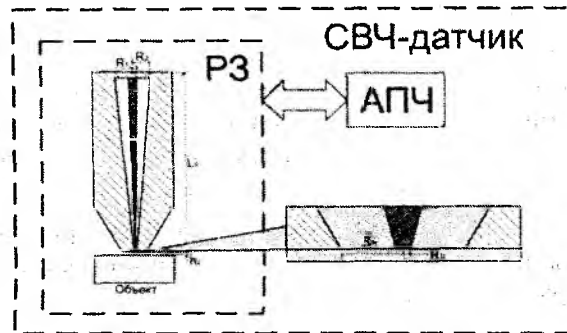


Рис. 1. Схема СВЧ датчика сканирующего микроволнового микроскопа на основе конусного резонаторного зонда

Обычно количественные оценки величины фундаментальных сигналов производятся в приближении теории малых возмущений (ТМВ) [9], из которой вытекают следующие выражения:

$$\frac{\Delta \tilde{f}}{f_0} = - \frac{\int [(\tilde{\epsilon} - \epsilon_0) \tilde{E} \tilde{E}^* + (\tilde{\mu} - \mu_0) \tilde{H} \tilde{H}^*] dV}{V_{об}} \cdot \frac{1}{\int_{V_{полн}} (\epsilon_0 \tilde{E} \tilde{E}^* + \mu_0 \tilde{H} \tilde{H}^*) dV} \quad (1)$$

$$\frac{\Delta f}{f_0} = - \frac{\int (\epsilon - 1) E^2 dV}{2 \int_{V_{полн}} E^2 dV} \quad (2a)$$

$$\Delta \left(\frac{1}{Q} \right) = \frac{\int \epsilon t g \delta E^2 dV}{2 \int_{V_{полн}} E^2 dV} \quad (2б)$$

$$\Delta \left(\frac{1}{Q} \right) = - \frac{\Delta f}{f} \cdot \frac{\epsilon}{(\epsilon - 1)} t g \delta \quad (2в)$$

где \vec{E} , \vec{H} – напряженности электрического и магнитного СВЧ полей в рассматриваемой резонансной электродинамической системе «резонаторный зонд-объект»; ϵ_0 , μ_0 – диэлектрическая и магнитная проницаемости вакуума; $\tilde{\epsilon} = \epsilon(1 - jtg\delta)$; ϵ и $tg\delta$ – диэлектрические параметры объекта.

Интегрирование в числителях выражений (1) и (2) осуществляется по объему объекта $V_{об}$, а в знаменателях по объему всей электродинамической системы $V_{полн}$.

Выражения (2) записаны для немагнитного материала объекта (диэлектриков и полупроводников). Для добротности РЗ с объектом и ее изменения можно записать более точное общее выражение

$$Q = 2\pi f \frac{\int_V \epsilon_0 E^2 dV}{Z_{ст} \int_{S_{ст}} H^2 dS + \int_{V_{об}} 2\pi a \epsilon_0 \epsilon tg\delta E^2 dV} = \frac{1}{Q_0 + \frac{\int_{V_{об}} \epsilon tg\delta E^2 dV}{\int_{V_{полн}} E^2 dV}} + P_{изл}, \quad (3)$$

где $Z_{ст}$ – активная составляющая СВЧ импеданса металлических стенок; $P_{изл}$ – потери СВЧ мощности на излучение из РЗ.

Во всех приведенных выражениях фигурирует величина напряженности E , значение которой в общем случае зависит также и от параметров объекта (ϵ , $tg\delta$, геометрия). Поэтому основная трудность количественных оценок указанных сигналов связана с вычислением распределения напряженности СВЧ поля в различных частях системы.

Наиболее точные количественные оценки следуют из прямого численного решения колебательного уравнения системы методом конечных элементов [10]. Приведенные ниже результаты исследований получены именно таким путем. Выражения (1) – (3) будут использованы для качественного анализа, формулировки физических выводов и ориентации при получении аналитических аппроксимаций исследуемых зависимостей.

Результаты исследования и их анализ

В работе, в первую очередь, из решения волнового уравнения для электрофизической системы вида рис. 1 установлен характер и особенности распределения СВЧ поля в апертуре вдоль оси Z системы. На вставке рис.2 показано найденное исходное распределение в отсутствии объекта. Введение объекта в апертуру с различным зазором существенно усложнит характер этого распределения.

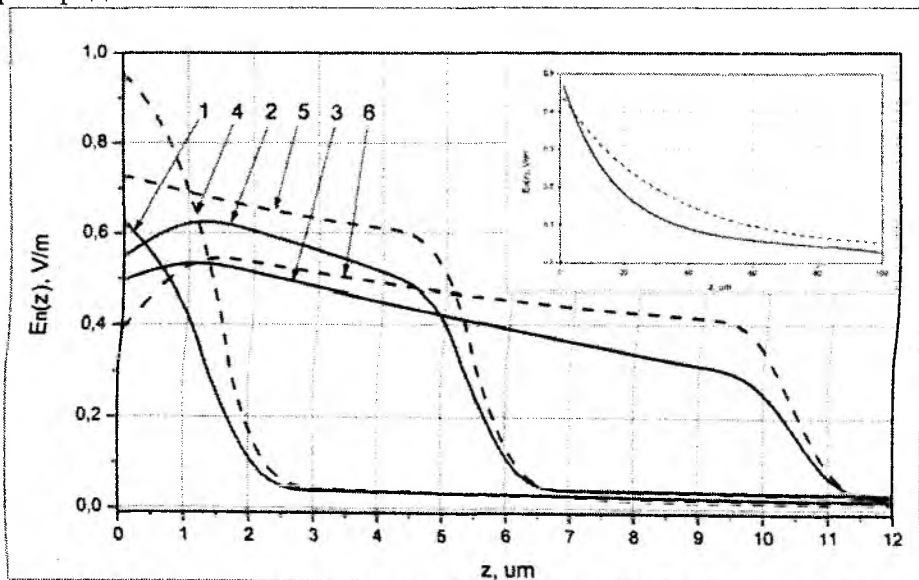


Рис. 2. Осевое распределение полей в апертуре РЗ при различной величине зазора, для сферической (1, 2, 3 – сплошная линия) и плоской (4, 5, 6 – пунктирная линия) форм острия; 1, 4 – $hz=1\text{мкм}$; 2, 5 – $hz=5\text{мкм}$; 3, 6 – $hz=10\text{мкм}$

Напомним, что, как следует из наших предыдущих работ [11] и исследования других авторов [12], полное поле локализуется в объекте под острием преимущественно в виде нормальной компоненты (E_z) при сферическом острие и перераспределяется между нормальной и тангенциальной (E_t) компонентами при плоскоконусном острие.

Причем, максимум тангенциальной компоненты смещается к периферии острия так, что распределение поля приобретает трубчатый характер. С увеличением радиуса плоской части острия провал распределения поля под зондом увеличивается.

Этот физический аспект накладывает отпечаток на зависимость распределения поля от величины зазора в виде увеличения его напряженности в зазоре при плоской форме острия. В целом следует отметить сильное ослабление поля в объекте зазором и наличие переходной области распределения на границе зазор-объект, протяженность которой зависит от диэлектрической проницаемости объекта.

Сложный характер распределения СВЧ поля в зазоре обусловлен также спецификой распределения ближнего поля в области острия зонда, и не предполагает простого прогнозирования зависимостей фундаментальных сигналов от величины зазора. Потому использование численных оценок величины поля для расчета этих сигналов по формуле (1) не является перспективным подходом. Как уже говорилось, более точные данные можно получить непосредственно из оценок собственных значений волнового числа рассматриваемой системы.

В частности, на рис. 3 приведены зависимости изменения частоты исследуемого зонда $\Delta f/f$ от зазора при различных значениях электрофизических параметров (ϵ и $\text{tg}\delta$) полубесконечного объекта. Ход их соответствует известным экспериментальным данным [5]. Хорошее соответствие с экспериментальными результатами свидетельствует об адекватности используемой модели.

Обращает на себя внимание экспериментально установленный и теоретически подтвержденный двумя приемами оценок физический факт резкого изменения фундаментального сигнала $\Delta f/f$ в области малых зазоров ($hZ \ll R1t$).

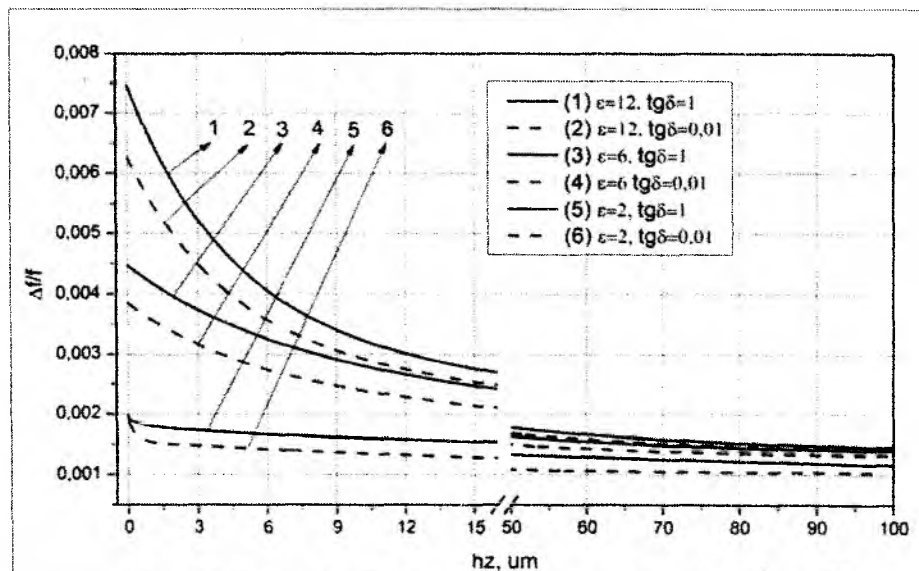


Рис. 3. Зависимость фундаментального сигнала $\Delta f/f$ от величины зазора зонд-образец

На рис. 4 представлены зависимости другого фундаментального сигнала — Q от величины зазора. Сведения о таких исследованиях в технической литературе практически отсутствуют, в частности в сравнении с зависимостями $\Delta f/f(hZ)$.

Такое сравнение весьма полезно в связи с существованием необходимости установления наличия СВЧ потерь мощности через излучение в зазор. Тот факт, что изменение обоих

сигналов с изменением зазора четко коррелированы свидетельствует об отсутствии вклада такого механизма в образовании фундаментального сигнала, связанного с добротностью зонда. Особо заметим, что при больших зазорах ($hZ \gg R1t$) наблюдаются небольшие изменения обоих сигналов. При наличии излучений в зазор сигнал Q имел бы более нелинейную зависимость по сравнению с сигналом $\Delta f/f$.

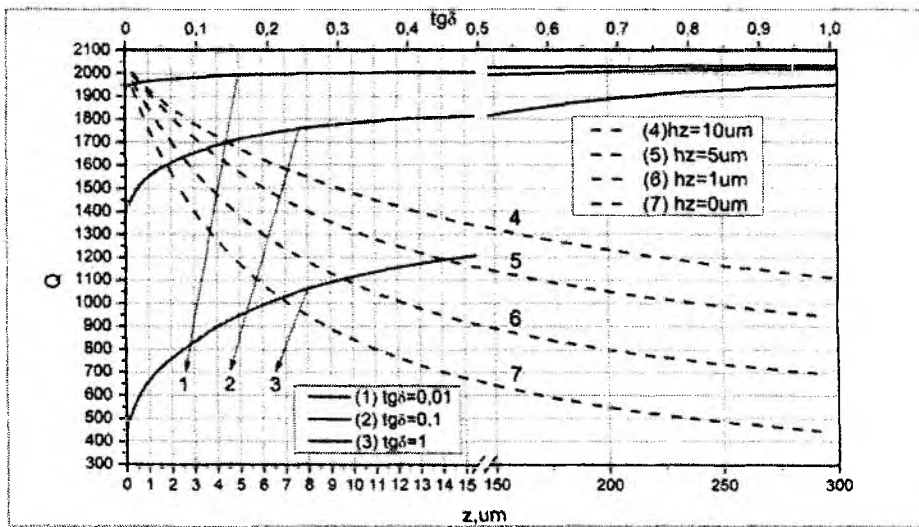


Рис. 4. Зависимость добротности от величины зазора зонд образец при различных значениях $\text{tg} \delta$ (сплошная линия) и от величины $\text{tg} \delta$ при различных значениях hz (пунктирная линия)

В совокупности представленные на рис. 3 и 4 данные несут достоверную количественную информацию о характере нелинейности фундаментальных сигналов сканирования в СММ от величины зазора в широком диапазоне его изменения, а также для практически важного интервала изменения ϵ и $\text{tg} \delta$ объектов. Плавный характер зависимостей позволяет предполагать возможность их корректной аналитической интерпретации. Это весьма важно, как для решения обратной задачи при реконструкции изображений в СММ, так и для исследования возможности постановки модуляционного (с помощью модуляции зазора) метода повышения контрастности СММ изображений.

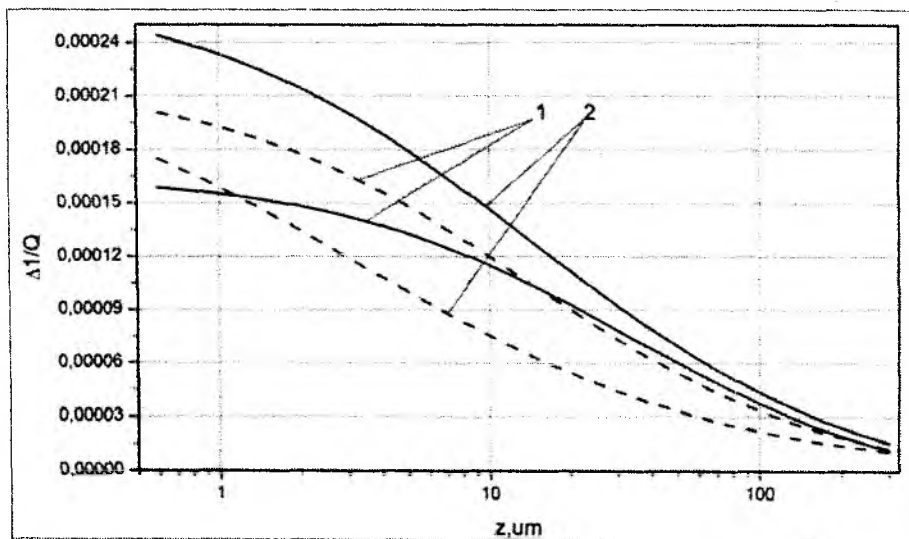


Рис. 5. Сравнение результатов прямых численных методов (пунктирная линия) и расчета с помощью ТМВ (сплошная линия): 1 – $\epsilon=4$; 2 – $\epsilon=12$

Из приведенного выше соотношения (2в) следует, что в приближении теории малых возмущений между фундаментальными сигналами $\Delta f/f$ и $\Delta(1/Q)$ существует простая взаимосвязь. Физически это объяснимо представлением о коэффициенте включения объекта в СВЧ

поле P3 [7]. Оба сигнала пропорциональны этому коэффициенту. Невыполнение упомянутого соотношения может быть вызвано потерями СВЧ мощности на излучение, а также влиянием объекта на перераспределение СВЧ поля во всей системе.

Выполнимость его позволяет упростить процедуры реконструкции СММ изображений распределения различных физических величин, характеризующих объект.

Рис. 5, на котором представлены результаты сравнения зависимостей сигнала $\Delta(1/Q)$ от зазора, полученные прямым численным методом и с помощью выражения (2в), иллюстрируют степень приближенности теории малых возмущений.

Заключение

Влияние зазора между зондом и объектом в СММ проявляется физически в резком скачке распределения осевого ближнего поля, ослабляющем его проникновение в объект.

Зависимость фундаментальных сигналов от величины зазора является существенно нелинейной. Основное убывание величины обоих сигналов происходит при малых зазорах в связи с одновременным ослаблением поля, как за счет зазора, так и в связи со спецификой его распределения по оси системы.

Количественные оценки этих факторов, выполненные для различных форм острия зонда, могут быть полезны для проектирования зондов. Сами зависимости легко аппроксимируются аналитическими соотношениями, что позволяет однозначно решать обратные задачи для реконструкции изображений.

При реконструкции целесообразно учесть существование простой (линейной) связи между сигналами $\Delta f/f$ и $\Delta(1/Q)$ в пределах выполнимости теории малых возмущений. Логично ожидать, что при очень малых зазорах ($hz \ll R1t$) такое приближение не соблюдается.

Список литературы: 1. *S. Anlage, V. Talanov, A. Schwartz: Principles of Near-Field Microwave Microscopy. Electrical and Electromechanical Phenomena at the Nanoscale, Volume 1, edited by S. V. Kalinin and A. Gruverman (Springer-Verlag, New York, 2007, ISBN: 978-0-387-28667-9), p. 215-253.* 2. *Fred Duerwer, et al.: Tip-sample distance feedback control in a scanning evanescent microwave microscope. Applied physics letters Vol. 74, No. 18, 1999.* 3. *Гордиенко, Ю. Е., Мельник, С. И. Методика микроволновой сканирующей томографии электрофизических свойств полупроводников // Сб. материалов 20-й Крымской МНТК «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь, 2010. – С.721-722.* 4. *D. Xiang, C. Gao. Quantitative complex electrical impedance microscopy by scanning evanescent microwave microscope // Materials Characterization №48, 2002, p. 117–125.* 5. *Гордиенко, Ю.Е., Петров, В.В. Полетаев, Д.А. Свойства четвертьволнового коаксиального СВЧ измерительного преобразователя для диагностики материалов // Радиотехника. – 2008. – №154. – С. 61-68.* 6. *Гордиенко, Ю.Е., Камышан А.А., Ларкин С.Ю. Сравнительный анализ характеристики резонаторных зондов для СММ // Радиоэлектроника и информатика. – 2011. – № 1. – С. 24-29.* 7. *S. V. Anlage, D.E. Steinhauer, B.J. Feenstra, et al. Near-field microwave microscopy of material properties // Department of Physics, University of Maryland, College Park, Maryland, 2000 – p. 9.* 8. *Гордиенко, Ю.Е., Ларкин, С.Ю., Яцкив, А.М. Ближнеполевой СВЧ датчик на основе конусного коаксиального резонатора // Радиотехника. – 2009. – Вып.159.* 9. *Інтелектуальні вимірювальні системи на основі мікроелектронних датчиків нового покоління / Я.І. Лепіх та ін. – Одеса : Астропринт, 2011. – Гл.4. Скануюча мікрохвильова мікроскопія як інтелектуальна вимірювальна система. – С. 176 – 246.* 10. *Сегерлинд, Л. Применение метода конечных элементов. – М. : Мир, 1979. – 392 С.* 11. *Gordienko, Y.E., Larkin, S.U., Prokaza, A.M. Electromagnetic properties of resonator microprobe for the scanning microwave microscopy // Telecommunication and Radio Engineering. – 2011. – Vol. 70, № 15. – P. 1333–1342.* 12. *Imtiaz, A., Anlage, S.M. Effect of tip-geometry on contrast and spatial-resolution on the near-field microwave microscopy // Journal of Applied Physics. – 2006. – 100 p. 0043041-0043048.*

КРУГОВОЙ РЕЗОНАТОР С МЕНЯЮЩЕЙСЯ ПО ПРОИЗВОЛЬНОМУ ЗАКОНУ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТЬЮ

Введение

Динамические резонаторы, в которых при помощи воздействия стороннего поля возможно изменение параметров материала, представляют большие возможности для их использования в системах замедления и остановки света, устройствах все-оптического переключения, перенастраиваемых фильтрах [1, 2].

Оптические резонаторы в простейшем случае имеют форму тонкого диска, кольца или сферы. В таких открытых резонаторах возможно возбуждение колебаний типа шепчущей галереи (ШГ), при котором волна отражается от границы за счет эффекта почти полного внутреннего отражения. В связи с тем, что волна почти не покидает резонатор, добротность таких колебаний чрезвычайно высока.

Известно, что изменение показателя преломления неограниченной среды ведет к преобразованию частоты и амплитуды первичного поля [3]. Смещение частоты наблюдается также при изменении показателя преломления в волноводных и резонансных структурах [4 – 6]. Величина сдвига и детали переходного процесса зависят от геометрии структуры. Особый интерес представляет параметрическая модуляция сред. Обычно изучают модуляцию на бесконечном временном интервале [7], но волна типа ШГ имеет конечное «время жизни» и такой подход в данном случае неприменим.

В работе теоретически исследуется двумерная задача преобразования волны ШГ в тонком дисковом резонаторе в результате изменения во времени диэлектрической проницаемости материала. Рассмотрена скачкообразная, импульсная и плавная зависимость проницаемости от времени (рис. 1).

Постановка задачи

Рассматривается двумерная начально-краевая задача преобразования моды диэлектрического кругового дискового резонатора в результате варьирования во времени материала резонатора. Для тонких дисков трехмерная задача может быть заменена ее двумерным аналогом с помощью метода эффективного показателя преломления [8]. Далее под диэлектрической проницаемостью будем понимать ее эффективную величину. Ограничимся рассмотрением перпендикулярно поляризованных полей, так как в тонких дисках именно такие поля являются доминирующими. Для описания полей вводится в рассмотрение цилиндрическая система координат (ρ, φ, z) , где ось z перпендикулярна плоскости микрорезонатора. В качестве первичного поля рассматривается перпендикулярно – поляризованная бегущая мода резонатора, z координата магнитного поля которой имеет вид

$$h_0 = \begin{cases} b_m J_m(n_1 k_0 \rho) e^{im\varphi}, & \rho < a, \\ H_m^{(2)}(k_0 \rho) e^{im\varphi}, & \rho > a, \end{cases} \quad (1)$$

где $b_m = H_m^{(2)}(k_0 a) / J_m(n_1 k_0 a)$, a – радиус резонатора, $k_0 = \omega_0 / c$, c – скорость света в вакууме, $n_1 = \sqrt{\varepsilon_1}$ – эффективный показатель преломления дискового микрорезонатора, ω_0 – собственная частота, которая является решением дисперсионного уравнения

$$n_1 J_m(n_1 k_0 a) H_m^{(2)'}(k_0 a) - J_m'(n_1 k_0 a) H_m^{(2)}(n_1 k_0 a) = 0. \quad (2)$$

Зависимость от времени первичного поля – $e^{i\omega_0(t-t^*)}\Theta(t-t^*)$, где t^* – момент возбуждения моды. В нашем рассмотрении $t^* < 0$. Далее предполагается, что, начиная с нулевого момента под действием стороннего поля, диэлектрическая проницаемость внутри диска начинает меняться по некоторому закону $\varepsilon(t) = n^2(t)$. Все среды будем считать линейными и немагнитными. Преобразованное поле должно удовлетворять волновому уравнению:

$$\Delta h - \frac{1}{c^2} \frac{\partial}{\partial t} \left[\varepsilon(t) \frac{\partial}{\partial t} h \right] = 0 \text{ в области } \rho < a, \quad (3)$$

$$\Delta h - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} h = 0 \text{ в области } \rho > a, \quad (4)$$

здесь $\Delta = \partial_{\rho\rho}^2 + 1/\rho \partial_{\rho} + 1/\rho^2 \partial_{\varphi\varphi}^2$.

В данной работе будут рассмотрены частные случаи изменения эффективного показателя преломления, изображенные на рис. 1, а также предложен способ моделирования для произвольной функции $n(t)$.

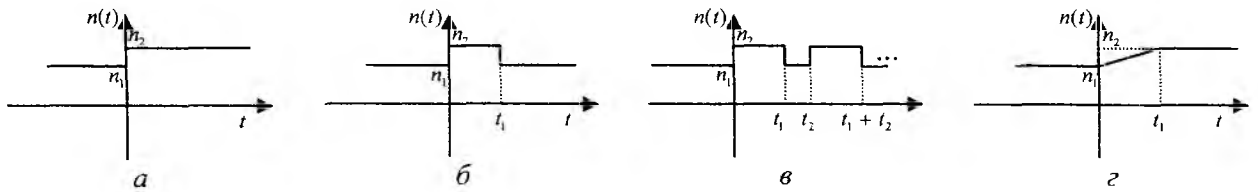


Рис. 1. Зависимость от времени показателя преломления

Скачкообразное изменение диэлектрической проницаемости

Если предположить, что показатель преломления меняется скачком в некоторый, например в нулевой, момент от значения n_1 до значения n_2 (рис. 1, а), тогда $\varepsilon(t)$ в (3) можно

вынести из-под знака производной и, применив преобразование Лапласа $H(p) = \int_0^{\infty} h(t)e^{-pt} dt$

к (3) и (4), решить задачу аналитически. Решение задачи в такой постановке требует учета начальных условий, которые для данной поляризации имеют вид

$$h(t=0^+) = h_0(t=0^-), \quad \partial_t h(t=0^+) = n_1^2/n_2^2 \partial_t h_0(t=0^-) \text{ в области } (\rho < a), \quad (5)$$

$$h(t=0^+) = h_0(t=0^-), \quad \partial_t h(t=0^+) = \partial_t h_0(t=0^-), \text{ в области } (\rho > a). \quad (6)$$

Аналитическое решение данной задачи в виде преобразования Лапласа имеет вид:

$$H = \frac{1}{c} \frac{n_2^2 q + i n_1^2 k_0}{q^2 n_2^2 + k_0^2 n_1^2} J_m(n_1 k_0 \rho) e^{-i\omega t^*} e^{im\varphi} + G I_m(n_2 q \rho) e^{im\varphi}, \quad (\rho < a), \quad (7)$$

$$H = \frac{1}{c} \frac{1}{q - ik_0} H_k^{(2)}(k_0 \rho) e^{-i\omega t^*} e^{im\varphi} + F K_m(q \rho) e^{im\varphi}, \quad (\rho > a), \quad (8)$$

$$G = \frac{n_1 k_0 J_m(n_1 k_0 a) K_m'(qa) + q I_m'(n_1 k_0 a) K_m(qa)}{I_m'(n_2 qa) K_m(qa) - n_2 K_m'(qa) I_m(n_2 qa)} \cdot \frac{iq(n_1^2 - n_2^2)n_2}{(q - ik_0)(p^2 n_2^2 + k_0^2 n_1^2)} \frac{b_m}{c} e^{-i\omega t^*}, \quad (9)$$

$$F = \frac{n_2 q J'_m(n_1 k_0 a) I_m(n_2 q a) + n_1 k_0 I'_m(n_2 q a) J_m(n_1 k_0 a)}{I'_m(n_2 q a) K_m(q a) - n_2 K'_m(q a) I_m(n_2 q a)} \cdot \frac{i q (n_1^2 - n_2^2)}{n_1 (q - i k_0) (p^2 n_2^2 + k_0^2 n_1^2)} \frac{b_m}{c} e^{-i \omega t^*}, \quad (10)$$

здесь $q = p/c$. Решение начально-краевой задачи представимо в виде суперпозиции решений начальной задачи (первое слагаемое в (7)) и слагаемого, явно учитывающего влияние границы (второе слагаемое в (7) и (8)). Обратное преобразование во временную область находим по формуле Меллина $h(t) = \frac{1}{2\pi i} \int_{-i\infty}^{i\infty} H(p) e^{pt} dp$. Выражения (7) – (10) имеют простые полюса в точках $q = i k_0$, $q = \pm i n_1 k_0 / n_2$, а также в нулях знаменателей выражений (9), (10), которые определяют собственные колебания резонатора при новом значении показателя преломления. Все нули являются комплексно сопряженными величинами вида $q = q' \pm i q''$, где q' определяет затухание, а q'' частоту осцилляций. Также выражения (7) – (10) имеют точку ветвления $q = 0$.

Оценивая выражения (9) и (10) при больших значениях q , получим $q G I_m(n_2 q \rho) \approx \text{const} \cdot e^{-n_2 q (a - \rho)}$, а $q F K_m(q \rho) \approx \text{const} \cdot e^{-q (\rho - a)}$. С учетом этих асимптотических оценок переходный процесс можно описать следующим образом. Сразу после скачка проницаемости поле внутри резонатора описывается первым слагаемым в (7), поле снаружи описывается первым слагаемым в (8), которое соответствует первичной волне ШГ. На границе формируется нестационарная волна (второе слагаемое в (7) и (8)), которая распространяется в противоположных от границы направлениях. После того как она достигает центра резонатора, полное поле описывается суммой вычетов во всех особых точках полученных решений (7) – (8) и интегралом вдоль разреза, который проходит вдоль отрицательной полуоси $\text{Re}(q)$ комплексной плоскости. Вычеты в особых точках $q = i k_0$ и $q = \pm i n_1 k_0 / n_2$ равны нулю, это означает, что соответствующие волны существуют только в течение короткого переходного интервала времени, так что в установившемся режиме компоненты с такими частотами отсутствуют.

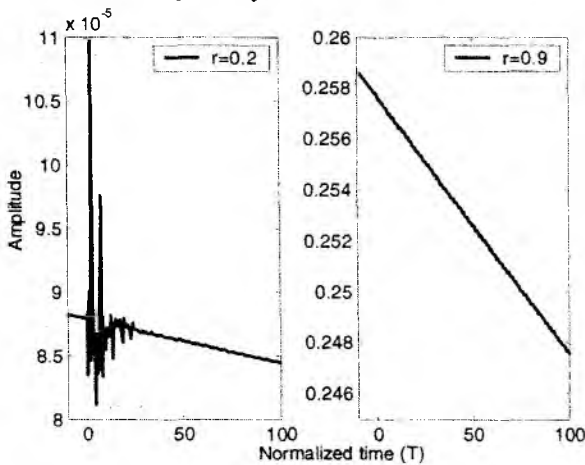


Рис. 2. Преобразование волны ШГ в результате скачкообразного изменения показателя преломления ($n_1 = 2.63$, $n_2 = 2.631$)

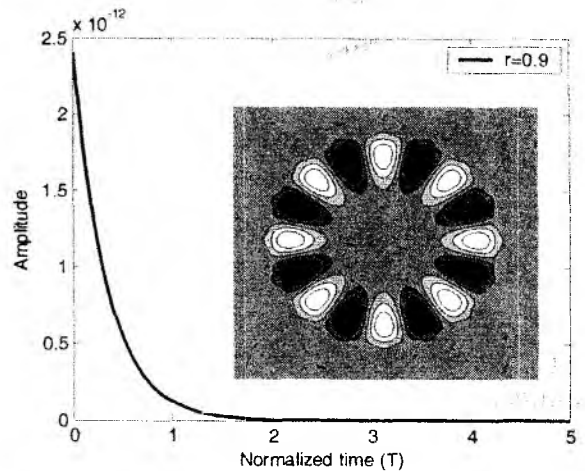


Рис. 3. Вклад интеграла вдоль разреза комплексной плоскости ($n_1 = 2.63$, $n_2 = 2.631$)

На рис. 2 представлены результаты численного моделирования преобразования волны ШГ $h_{8,1}$ (обозначение $h_{m,l}$ соответствует моде с числом угловых вариаций m и числом вариаций вдоль радиуса l) в диске с эффективным показателем преломления $n_1 = 2.63$. На вставке в рис. 3 изображено пространственное распределение такой моды. Для моделирова-

ния используется нормированное время $T = tc/a$. Нормированная собственная частота такой моды $\omega_0 a/c = 4.54342481 + 4.024 \cdot 10^{-4} i$. Реализуемое на практике быстрое изменение показателя преломления имеет величину $10^{-3} - 10^{-4}$. Предположим, что в нулевой момент показатель преломления изменился до значения $n_2 = 2.631$. На рис. 2 слева представлена временная динамика поля в точке близкой к центру ($r = \rho/a = 0.2$), справа представлена зависимость поля от времени в точке близкой к границе $r = 0.9$. При скачке проницаемости возбуждается целый спектр собственных колебаний с различной радиальной зависимостью. Нули знаменателя выражения (9), имеющие вид $q = q' \pm iq''$, определяют все возбуждаемые моды, знак «+» соответствует возбуждаемым модам, бегущим в том же направлении, что и исходная (будем называть их прямыми или прошедшими во времени), а знак «-» соответствуют модам, бегущим в противоположном направлении (будем называть их обратными или отраженными во времени). Переход к более привычному частотному представлению осуществляется подстановкой $q = i\omega$.

Так, посчитав вычеты в соответствующих особых точках, можно оценить вклад каждой моды в полное поле. Так волна ШГ $h_{8,1}$ в резонаторе с новым показателем преломления $n_2 = 2.631$ имеет частоту $\omega_0 a/c = 4.5417998 + 3.999 \cdot 10^{-4} i$. Модуль вычета (величины нормированы амплитудой падающей волны) равен 0.999985 , для обратной волны ШГ $1.8 \cdot 10^{-4}$. Следующая мода $h_{8,2}$ имеет нормированную частоту $\omega a/c = 5.915798 + 1.53 \cdot 10^{-2} i$, ее амплитуда $1.3 \cdot 10^{-4}$, а для обратной волны $1.7 \cdot 10^{-5}$. При скачке проницаемости возбуждается целый спектр собственных колебаний с различной радиальной зависимостью. Однако амплитуды этих мод чрезвычайно малы по сравнению с амплитудой прямой волны ШГ. При этом наблюдается смещение частоты от значения ω_0 до значения ω . Влияние интеграла вдоль разреза ничтожно мало и при расчетах им можно пренебречь (рис. 3). Таким образом, при вычислениях можно приближенно считать, что при скачке проницаемости волна ШГ преобразуется в прошедшую во времени волну ШГ с новой частотой и амплитудой. Увеличение показателя преломления ведет к уменьшению частоты и амплитуды, и наоборот.

Изменение показателя преломления в виде одиночного прямоугольного импульса

Предположение импульсного изменения диэлектрической проницаемости (рис. 1, б) также позволяет получить аналитическое решение задачи. Предположим, что показатель преломления резонатора в нулевой момент изменился от значения n_1 до значения n_2 , а в момент t_1 возвратился до первичного состояния n_1 . На промежутке времени $0 < t < t_1$ поле, обозначим его $h_1'(t)$, определяется формулами (7) – (10). В качестве первичного поля для следующего изменения проницаемости в момент t_1 следует брать каждую возбуждаемую на предыдущем этапе моду и решать задачу аналогично случаю скачкообразного изменения проницаемости с учетом сдвижки во времени. Ниже приведено решение для случая прямой волны ШГ (поле внутри резонатора):

$$L = \frac{qn_1^2 + ik_t n_2^2}{q^2 n_2^2 + k_t^2 n_1^2} B e^{i\omega t_1} J_m(n_2 k_t \rho) + R B I_m(n_1 q \rho) e^{i\omega t_1},$$

$$R = \frac{n_2 k_t J_m(n_2 k_t a) K_m'(qa) + q J_m'(n_2 k_t a) K_m(qa)}{I_m'(n_1 qa) K_m(qa) - n_1 K_m'(qa) I_m(n_1 qa)} \cdot \frac{iq(n_2^2 - n_1^2)n_1}{(q - ik_t)(q^2 n_1^2 + k_t^2 n_2^2)}, \quad (11)$$

здесь B – амплитуда волны ШГ, полученная по формуле (9). Полное поле (обозначим его $h_1''(t)$) после момента t_1 определяется как суперпозиция всевозможных преобразованных возбуждаемых мод, амплитуды которых будут также малы по сравнению с волной ШГ.

На интервале покоя параметров среды (когда показатель преломления возвращается к своему исходному значению n_1) частота волны ШГ также возвращается к своему исходному значению ω_0 , но при этом изменяется ее амплитуда. На рис. 4 представлена амплитуда возбуждаемых волн ВШ при изменении показателя преломления от значения $n_1 = 2.63$ до значения $n_2 = n_1 + \Delta n$ в зависимости от продолжительности интервала возмущения свойств среды. Амплитуда возбуждаемой волны ШГ нормирована амплитудой первичной волны, продолжительность интервала возмущения среды нормирована периодом первичной волны (t_0), здесь также использованы нормированные величины $T_0 = t_0 c/a$, $T_1 = t_1 c/a$. На рис. 5 представлена эволюция полного поля во времени. В точке наблюдения, близкой к центру, видны два всплеска поля, соответствующих каждому скачку проницаемости.

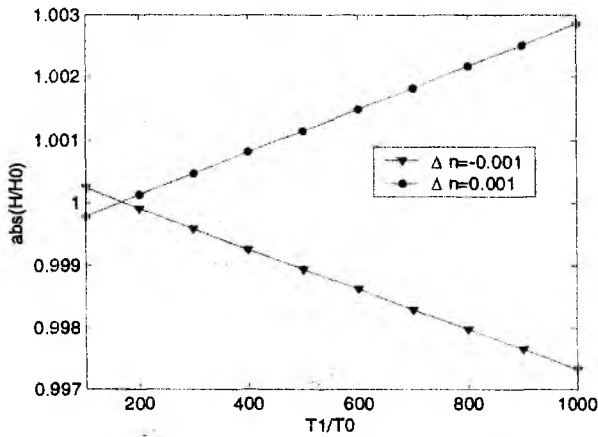


Рис. 4. Амплитуды возбуждаемых волн ШГ в результате импульсного изменения показателя преломления в зависимости от продолжительности возмущающего импульса

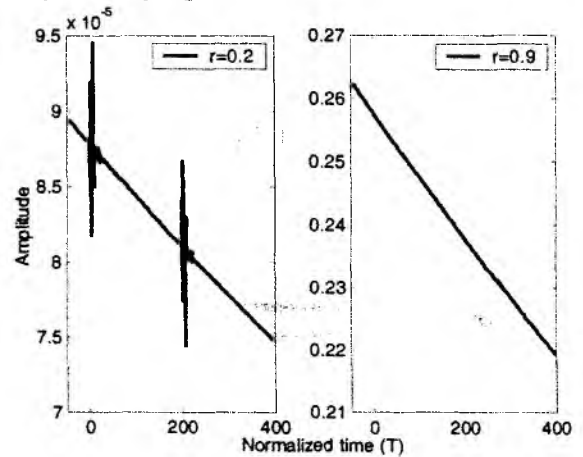


Рис. 5. Временная динамика преобразованного полного поля в результате импульсного изменения показателя преломления ($n_1 = 2.63$, $n_2 = 2.631$, $T_1 = 200$)

Модуляция показателя преломления в виде серии прямоугольных импульсов

Аналогично можно рассмотреть последовательность из N прямоугольных импульсов возмущений среды с периодом t_2 . Пусть время возмущения среды t_1 чередуется с интервалом возвращения параметров среды к первичному значению (рис. 1, в). При условии, что t_1 и t_2 много больше периода первичной волны, будем рассматривать только возбуждаемые прямые и обратные высокочастотные волны ШГ. Введем обозначения для вычетов, соответствующих возбуждаемым прямым и обратным волнам ШГ:

$$i^m \text{res}[G, k_0, ik_t] = B, \quad i^m \text{res}[G, k_0, i\bar{k}_t] = \bar{B}, \quad i^m \text{res}[G, \bar{k}_0, ik_t] = B^*, \quad i^m \text{res}[G, \bar{k}_0, i\bar{k}_t] = \bar{B}^*, \quad (12)$$

$$i^m \text{res}[R, k_t, ik_0] = M, \quad i^m \text{res}[R, k_t, i\bar{k}_0] = \bar{M}, \quad i^m \text{res}[R, \bar{k}_t, ik_0] = M^*, \quad i^m \text{res}[R, \bar{k}_t, i\bar{k}_0] = \bar{M}^*, \quad (13)$$

Здесь k_0 и \bar{k}_0 – волновые числа соответственно прямой и обратной волн ШГ на интервале покоя параметров среды n_1 ; k_t и \bar{k}_t – волновые числа волн ШГ на интервале возмущения n_2 . Так, на интервалах времени, где показатель преломления принимает значение n_2 после серии из N импульсов ($Nt_2 < t < Nt_2 + t_1$) магнитное поле $h'_{N+1}(t)$ можно приближенно представить в виде суммы прямой и обратной волн ШГ

$$h'_{N+1}(t) = e^{i\omega_1 t} C_{N+1} J_k(n_2 k_t \rho) + e^{i\bar{\omega}_1 t} D_{N+1} J_k(n_2 \bar{k}_t \rho), \quad (14)$$

где
$$C_{N+1} = e^{-i\omega_r N t_2} \left(A_N B e^{i\omega_0 N t_2} + B_N B^* e^{i\bar{\omega}_0 N t_2} \right), \quad (15)$$

$$D_{N+1} = e^{-i\bar{\omega}_r N t_2} \left(A_N \bar{B} e^{i\omega_0 N t_2} + B_N \bar{B}^* e^{i\bar{\omega}_0 N t_2} \right). \quad (16)$$

На интервалах времени, где показатель преломления возвращается к первичному значению n_1 ($N t_2 + t_1 < t < (N+1)t_2$), поле имеет вид

$$h_{N+1}^n(t) = e^{i\omega_0 t} A_{N+1} J_k(n_1 k_0 \rho) + e^{i\bar{\omega}_0 t} B_{N+1} J_k(n_1 \bar{k}_0 \rho), \quad (17)$$

где
$$A_{N+1} = e^{-i\omega_0(N t_2 + t_1)} \left(M C_{N+1} e^{i\omega_r(N t_2 + t_1)} + M^* D_{N+1} e^{i\bar{\omega}_r(N t_2 + t_1)} \right), \quad (18)$$

$$B_{N+1} = e^{-i\bar{\omega}_0(N t_2 + t_1)} \left(\bar{M} C_{N+1} e^{i\omega_r(N t_2 + t_1)} + \bar{M}^* D_{N+1} e^{i\bar{\omega}_r(N t_2 + t_1)} \right). \quad (19)$$

Здесь $C_1 = B$, $D_1 = \bar{B}$, $A_1 = \left(M B e^{i\omega_r t_1} + M^* \bar{B} e^{i\bar{\omega}_r t_1} \right) e^{-i\bar{\omega}_0 t_1}$, $B_1 = \left(\bar{M} B e^{i\omega_r t_1} + \bar{M}^* \bar{B} e^{i\bar{\omega}_r t_1} \right) e^{-i\bar{\omega}_0 t_1}$.

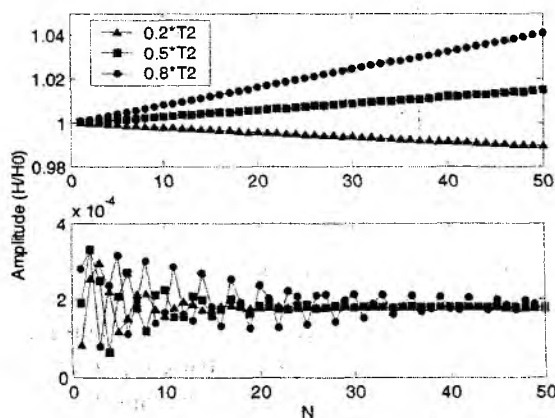


Рис. 6. Амплитуды возбуждаемых волн ШГ на интервале покоя свойств среды после серии из N импульсов: вверху – для прямой волны, внизу – для обратной

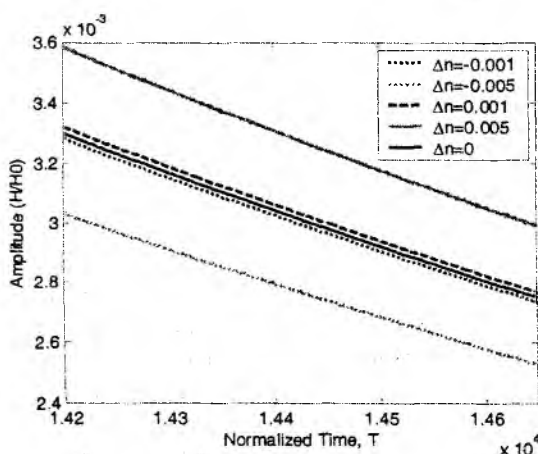


Рис. 7. Временная динамика преобразованного полного поля после серии из N импульсов

На рис. 6 изображены амплитуды возбуждаемых волн ШГ на интервале покоя свойств среды после серии из N возбуждающих импульсов. Верхний график соответствует амплитудам прямых волн, нижний – амплитудам обратных волн. Период модуляции $t_2 = 500 \cdot t_0$, что соответствует частотам модуляции, достигаемым на практике. При одной и той же периодичности импульсов возможен как рост, так и убывание амплитуды в зависимости от длительности возбуждающего импульса t_1 . Рост амплитуды наблюдается, если $t_1 \gg t_2/2$, а падение амплитуды, если $t_1 \ll t_2/2$. На рис. 7 представлена зависимость поля от времени после серии из N возбуждающих импульсов ($N=20$, $t_2 = 500 \cdot t_0$, $t_1 = t_2/2$). Точка наблюдения расположена вблизи границы резонатора. Очевиден рост амплитуды, что ведет к замедлению излучения моды при увеличении показателя преломления на интервалах возбуждения. Причем, этот эффект усиливается при увеличении глубины модуляции.

Плавное изменение диэлектрической проницаемости

Построенные для случая скачкообразного изменения во времени свойств среды решения позволяют приближенно рассматривать произвольные временные зависимости показателя преломления. Функция $n_1(t)$ может быть аппроксимирована кусочно-постоянной функцией

и на каждом временном отрезке постоянства параметров среды задача допускает точное решение с помощью полученных выше решений для скачкообразных изменений параметров.

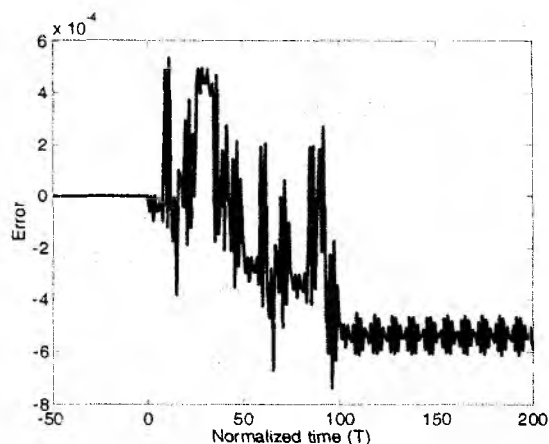


Рис. 8. Относительная погрешность вычислений при линейном изменении показателя преломления

В работе численно исследовано линейное изменение показателя преломления от значения $n_1 = 2.63$ до значения $n_2 = 2.62$ в интервале от 0 до $T_1 = 100$. Плавное изменение также приведет к изменению частоты возбуждаемой моды ШГ, но при этом увеличит продолжительность переходного периода. Для того чтобы оценить точность аппроксимации, разобьем интервал от n_1 до n_2 на более мелкие интервалы с шагом Δn . Найдем полное поле для случая $\Delta n = 10^{-4}$ и $\Delta n = 5 \cdot 10^{-4}$. Разность между ними, деленную на модуль поля при $\Delta n = 10^{-4}$, будем рассматривать как относительную погрешность вычислений. График зависимости погрешности от времени представлен на рис. 8,

полученная погрешность по модулю не превосходит $6 \cdot 10^{-4}$.

Выводы

Теоретически исследована задача преобразования волны ШГ в тонком дисковом резонаторе в результате изменения во времени диэлектрической проницаемости материала. Рассмотрена скачкообразная, импульсная и плавная зависимость проницаемости от времени. При скачкообразном изменении показателя преломления бегущая волна ШГ преобразуется в суперпозицию прямых и обратных мод резонатора, но их амплитуды пренебрежимо малы по сравнению с прошедшей во времени волной ШГ. При этом изменяется ее частота и амплитуда. В ступенчато-периодической нестационарной среде возможен контроль амплитуды волны ШГ, что, в зависимости от значений параметров, ускоряет или замедляет процесс излучения моды. Этот эффект усиливается при увеличении глубины модуляции.

Список литературы: 1. Heebner, J. Slow light, induced dispersion, enhanced nonlinearity, and optical solitons in a resonant-array waveguide // Phys. Rev. E. 2002. V. 65. 036619. 2. Yanik, M., Fan, S. Time Reversal of Light with Linear Optics and Modulators // Physical Review Letters. 2004. V. 93(7), 173903. 3. Morgenthaler, F.R. Velocity modulation of electromagnetic wave // IRE Trans. on Microwave Theory and Technique. 1958. V. 6. P. 167-172. 4. Fedotov, F., Nerukh, A.G., Benson, T.M., Sewell, P. Investigations of electromagnetic field in a layer with time-varying medium by Volterra integral equation method // J. of Lightwave Technology, vol. 21, No 1, pp.305-314, 2003. 5. Sakhnenko, N.K., Benson, T.M., Sewell, P., Nerukh, A.G.: Transient transformation of Whispering Gallery resonator modes due to time variations in dielectric permittivity // Optical and Quantum Electronics. 2006. V. 38. P. 71-81. 6. Notomi, M., Mitsugi, S: Wavelength conversion via dynamic refractive index tuning of a cavity // Physical Review A. 2006. V. 73. 051803(R). 7. Zurita-Sanchez, J., Halevi, P., Cervantes-Gonzales, J. Reflection and transmission of a wave incident on a slab with a time-periodic dielectric function $\epsilon(t)$ // Physical Review A. 2009. V. 79. P. 053821 1-13. 8. Smotrova, E. I., Nosich, A. I., Benson, T. M., Sewell, P.: Cold-cavity thresholds of microdisks with uniform and non-uniform gain: quasi-3D modeling with accurate 2D analysis // IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics. 2005. V. 11. P. 1135-1142.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.08.2012

ПАРАМЕТРЫ ПРИНИМАЕМОГО СИГНАЛА НА НИЖНЕМ УЧАСТКЕ ТРАССЫ БИСТАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ РАЗ

Введение

Создание систем радиоакустического зондирования (РАЗ) атмосферы по бистатической схеме обусловлено рядом причин. К ним относятся технические сложности совмещения приемной и передающей радиоантенн (РА) и акустического излучателя (АИ) и принципиальные проблемы, возникающие при создании систем компенсации ветрового сдвига [1]. Однако у систем РАЗ, созданных по бистатической схеме, сложно получить информацию с нижнего участка трассы зондирования. Это, в частности, не позволяет сопоставить высотные метеоданные с данными, полученными с приземных метеодатчиков или невысоких метеомачт. Проблема выделения информации в значительной степени обусловлена громоздкостью аналитического решения задачи дифракции электромагнитных волн на искусственном отражателе, созданном посылкой акустических волн, и вычислительными трудностями при попытках численного решения. Это не позволяет с необходимой точностью получить связь между параметрами принятого сигнала и состоянием атмосферы на нижнем участке трассы зондирования.

Поэтому, несмотря на свою актуальность и принципиальную возможность аналитического представления, данная задача до настоящего времени не имеет решения [2].

Условия решения задачи

Схема решения дифракционной задачи представлена на рис. 1, а, б.

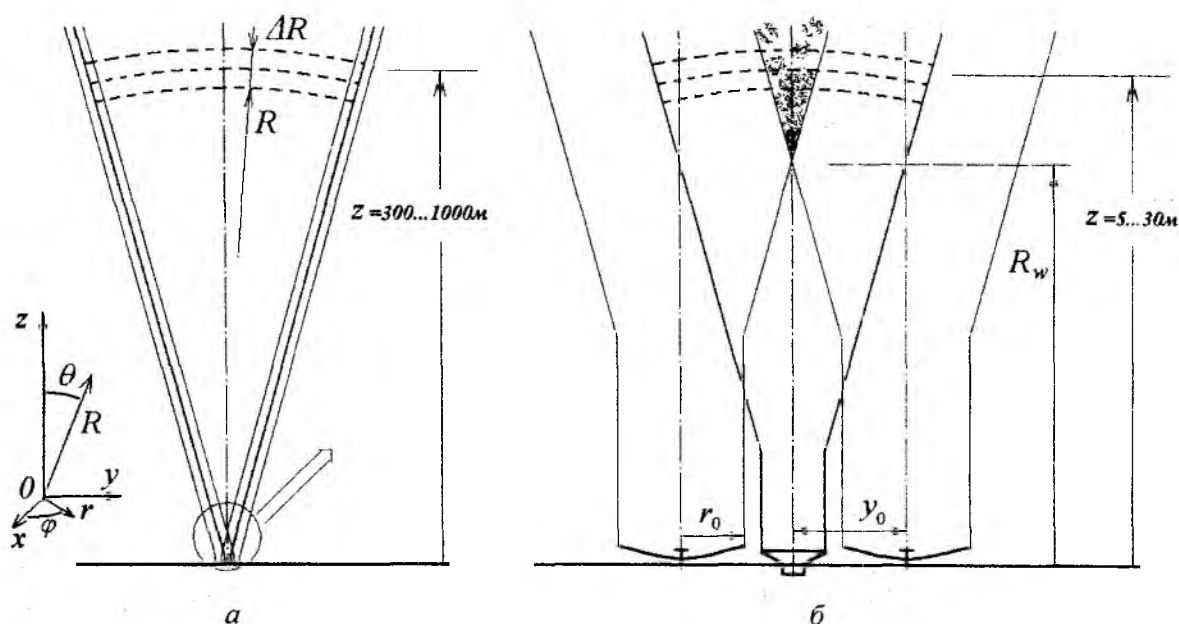


Рис. 1. Сравнение условий решения дифракционной задачи бистатического РАЗ

На рис. 1, а условия решения показаны в масштабе зоны, в которой можно применить моностатическое приближение. Принципиальные свойства сигнала в этой зоне показаны в [3], полное решение задачи для реальных апертурных антенн представлено в [4]. Границы основных потоков мощности (ОПМ) акустического и электромагнитного поля, направления движения фазовых фронтов в этом случае практически совпадают, поэтому отличие от решения для моностатической системы состоит только в смещении центра фокусировки

отраженного электромагнитного поля в точку, расположенную симметрично передающей РА, относительно АИ. В бистатической зоне (рис.1, б) условия решения этой задачи принципиально иные. В этом случае структура отраженного электромагнитного поля в области приемной РА претерпевает существенные изменения.

Анализ физических факторов изменения параметров сигнала

Условия решения задачи определяются возможностями реальных систем зондирования. В системах РАЗ используются апертурные антенны, антенны бегущих волн не применяют из-за их значительной длины. Минимальная высота, с которой можно получить сигнал (точка R_W на рис.1, б), определяется шириной ОПМ РА, расстоянием между антеннами y_0 и чувствительностью приемной аппаратуры. В общем случае при увеличении чувствительности аппаратуры можно получить сигнал при перекрытии боковых лепестков диаграмм направленности (ДН) обеих РА. Можно также уменьшить высоту точки соприкосновения R_W , наклонив ДН обеих РА к центру системы, но наклон ДН ухудшит условия получения сигнала на расстояниях моностатической зоны (рис.1, а). Таким образом, в постановке дифракционной задачи уменьшение высоты R_W может быть за счет уменьшения y_0 , которое, при обычных технических решениях, нельзя сделать меньше размеров апертур.

Основные факторы, которые влияют на параметры сигнала в нижнем участке, – изменение угла между направлениями движения фазовых фронтов акустического и ЭМП, коэффициента отражения и интенсивности ЭМП. Это приводит к изменениям условия Брэгга, фазы отраженного поля и ее производной по времени при движении зондирующего пакета и внутри его объема. Частично влияние последнего фактора можно уменьшить, укорачивая зондирующую посылку. Далее будут рассматриваться только короткие пакеты и при выполненном условии согласования длин волн акустического λ_a и электромагнитного поля λ_e в дальней зоне.

Согласно оценке [5] при согласовании ДН АИ и обеих РА в дальней зоне и при минимальном для этого случая y_0 , точка соприкосновения будет находиться на ближней границе зоны Френеля РА. Таким образом, еще одним фактором, влияющим на параметры сигнала, является продолжение процесса формирования ДН РА и АИ.

Обоснование упрощений и описание последовательности решения

Как показано в [4], при решении дифракционной задачи РАЗ необходимо сохранить структуру поля как в объеме рассеяния, так и области приема. В частности, даже незначительные ошибки приводят к неправильной интерпретации фазовых соотношений, что в свою очередь влечет ошибки при определении доплеровского сдвига частоты f_D принятого сигнала, а значит к ошибкам при измерении температуры. Поэтому для решения в ближней зоне естественно использовать разложение полей по пространственным гармоникам. Однако подобный путь уже на первых этапах приводит к крайне громоздким выкладкам [6].

В [7] показано, что взаимодействие полей начинается в зоне Френеля РА и АИ, и решение может быть основано на использовании функции Грина точечного источника в свободном пространстве. Этот путь проще, но, тем не менее, и для его реализации мощности современных компьютеров недостаточно. Поэтому потребовалась дальнейшая аппроксимация пространственных распределений акустического и электромагнитного полей элементарными функциями.

Как показал численный эксперимент, традиционные представления поля антенн в зоне Френеля при решении задачи РАЗ требуют обоснования. В самом деле, погрешность оценки f_D в 1% при нормальных условиях приводит к погрешности определения температуры в 6^оС. Поэтому на первом этапе потребовалось дополнительное сопоставление с результатами, полученными на основании разложения полей по пространственным гармоникам. На следующем этапе определялись аппроксимирующие функции волновых полей. Ограничен-

ный объем статьи не позволяет дать подробное описание этого трудоемкого процесса, можно указать, что аппроксимация проводилась на основании физических представлений. Таким образом, в алгоритме вычислений сохранилось только интегрирование по объему, занятому зондирующей акустической посылкой.

Данную аппроксимацию можно провести только для конкретных видов распределений функций возбуждения апертур. В качестве радиоантенн в современных системах РАЗ наиболее часто применяют круглые зеркальные антенны с параболическим отражателем. Акустические излучатели представляют собой квадратную решетку пьезоэлектрических или электродинамических преобразователей. Поэтому расчет проводился для РА с круглой апертурой, интенсивность возбуждения которой описывалась квадратичной функцией, а фаза возбуждения считалась постоянной. Возбуждение АИ по раскрыву и фаза поля в его апертуре считались постоянными, но для упрощения расчетов апертура АИ также выбрана круглой. Не рассматривалось и прямое просачивание сигнала из передающей в приемную РА.

Анализ результатов

Анализ результатов проводился в соответствии с целью работы - обоснованием принципиальной возможности вычисления поведения доплеровского сдвига частоты и амплитуды принимаемого сигнала в бистатической зоне.

Радиусы апертур АИ и РА выбраны равными соответственно $r_{0a} = 5\lambda_a$ и $r_{0e} = 5\lambda_e$. Расчет проводился при условии согласования ширины ДН всех антенн и при выполнении условия Брэгга в дальней зоне, а также минимального расстояния между РА, которое определяется техническими возможностями. Поэтому выбрано $y_0 = 1,8r_{0e}$.

Амплитудные и фазовые распределения полей круглых апертур с равномерным и квадратичным возбуждением в зависимости от расстояния показаны на рис.2.

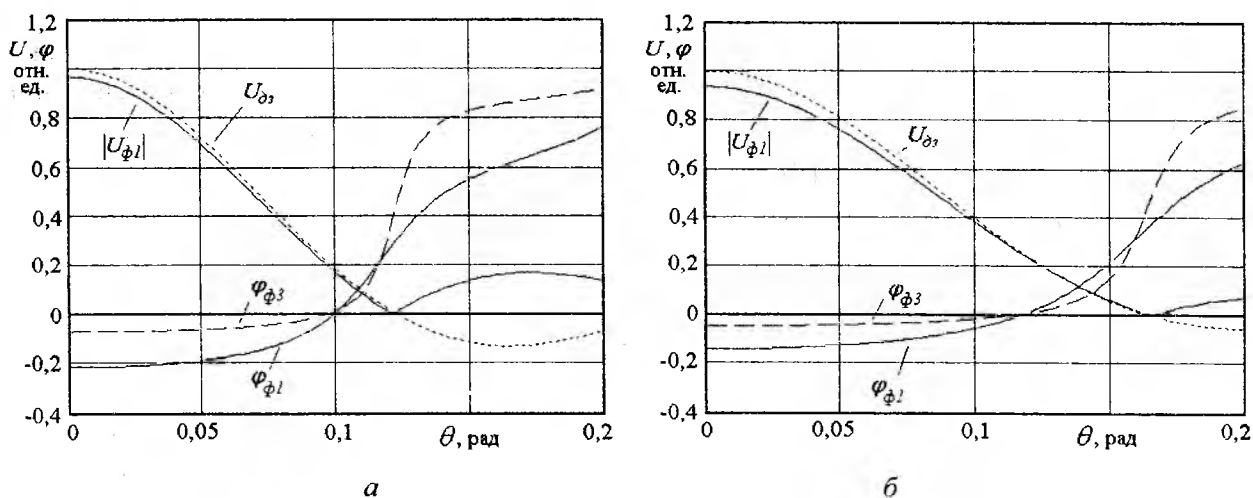


Рис. 2. Распределение амплитуды и фазы полей при равномерном (а) и квадратичном (б) возбуждении апертур, $U_{\delta 3}$ – поле в дальней зоне, $|U_{\phi 1}|$, $\varphi_{\phi 1}$ – модуль и фаза поля на ближней границе зоны Френеля $R_{\phi 1}$, $\varphi_{\phi 3}$ – фаза на расстоянии $3R_{\phi 1}$, фаза на графиках представлена как отношение $(\varphi - \varphi_{\delta 3}) / \pi$

Аппроксимированные значения величин в данном масштабе полностью совпадают с вычисленными на основании разложения полей по пространственным гармоникам.

Опыт исследования характеристик реальной системы, которая длительное время использовалась при метеонаблюдениях вблизи границы суша-море [8], показал, что для определения параметров на нижнем участке достаточно учитывать только главный лепесток ДН. Возможно, что при иных конструкциях РА будет оказывать влияние первый боковой

лепесток, что приведет к качественным изменениям. Но необходимости в дальнейшем уточнении аппроксимации по углу места нет, так как диапазона углов θ , представленного на рис.2, будет достаточно для анализа всех физических факторов. Можно также считать волновые процессы в системах РАЗ квазистационарными и опустить эффекты, которые возникают при возбуждении апертур СШП сигналами [9].

Изменение фазы при изменении расстояния (рис.2, а, б) указывает на отличие фазовой скорости поля от скорости распространения плоской или сферической волны. Это изменение вносит вклад в вычисленное значение Δf_D . На рис.3 показано поведение добавок $\Delta f_D = [f_D(R) - f_D(\infty)] / f_D(\infty)$, обусловленное этими факторами для полей АИ и РА. На этом рисунку и далее все расстояния нормированы к λ_e .

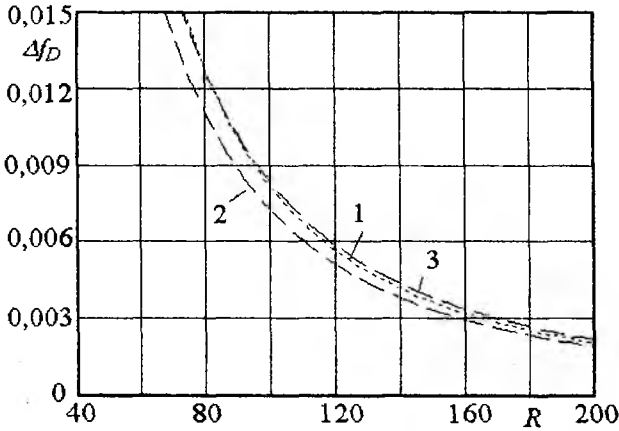


Рис. 3. Добавка к доплеровскому сдвигу частоты при точечных источниках

На этом рисунке кривая 1 изображает идеализированную Δf_D , получающуюся при движении с постоянной скоростью точечного отражателя вверх из точки, расположенной посередине между РА, которые в этом случае также считаются монополями (здесь нужно учесть, что $f_D(\infty) < 0$). Этот фактор для бистатических систем является основным. Кривая 2 рассчитана при изменении фазы $\varphi_e(R)$ поля РА в соответствии с фазовыми зависимостями (рис.2, б), но при нарастании фазы акустического поля с постоянной скоростью $\frac{\partial \varphi_a}{\partial R} = 2\pi R$ и интегрировании вдоль направления главного максимума ДН АИ при $\Delta R = 7$. Кривая 3 рассчитана при обратных условиях:

$\frac{\partial \varphi_e}{\partial R} = 2\pi R$, а $\varphi_a(R)$ как на рис.2, а. При этом также считалось, что верхний предел интегрирования $\theta_{\max} \rightarrow 0$. Интерпретация такого поведения зависимостей физически очевидна – фазовая скорость изменения поля у ближней границы зоны Френеля несколько выше, чем скорость распространения волн в свободном пространстве.

Для дальнейшего анализа физических факторов полезно рассмотреть два модельных случая. Первый (рис.4) показывает влияние изменений фазы между главным и первым боковым лепестком. На этом рисунке

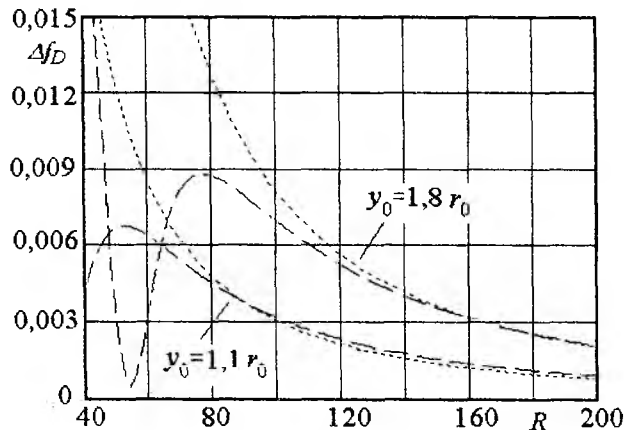


Рис. 4. Поведение Δf_D в области отделения первого бокового лепестка ДН

представлены зависимости Δf_D для двух значений y_0 (штриховые линии), рассчитанные при условиях гауссового распределения интенсивности поля РА по углу места, но при реальных $\varphi_e(\theta, R)$. Для сравнения здесь и далее пунктиром показана идеализированная кривая для точечных РА и идеализированного отражателя при соответствующих значениях y_0 . Увеличение Δf_D по сравнению с идеализированной кривой при $R \rightarrow \infty$ обусловлено теми же причинами, что и общее увеличение f_D для бистатической системы. В области отделе-

ния первого бокового лепестка ($\theta \approx 0,15 \text{ рад}$ на рис.2, б) производная $\frac{\partial \varphi_e}{\partial R} < 0$, это компенсирует действие основного фактора и обуславливает уменьшение величины добавки Δf_D .

Во втором случае этот же механизм совмещен с действием пространственного изменения амплитуды полей обеих РА (рис.5). Это привело к существенному росту осцилляций

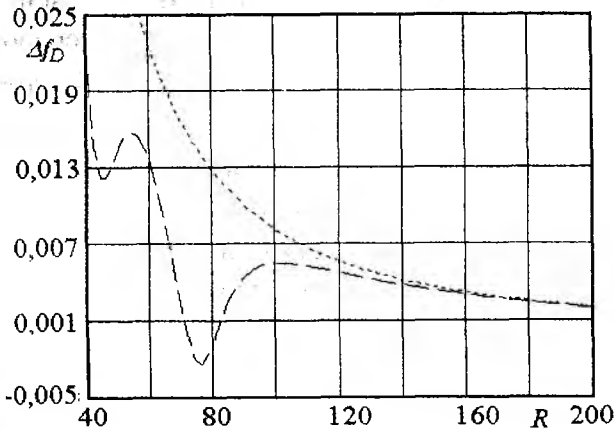


Рис. 5. Поведение Δf_D при совместном действии амплитудного и фазового распределений полей РА отделения первого бокового лепестка ДН

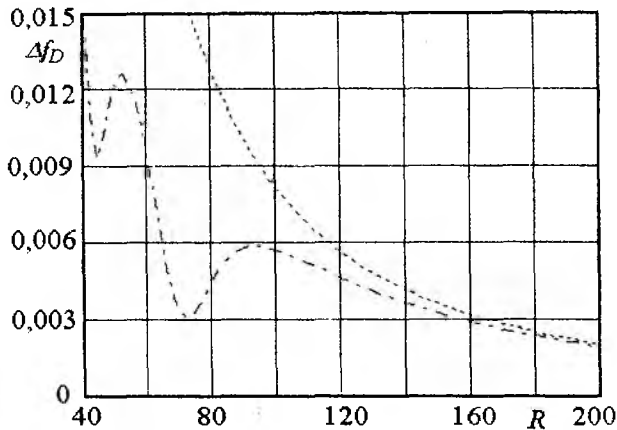


Рис. 6. Результирующая зависимость Δf_D

(рис.1). В дальней зоне она стремится к $1/R$ с соответствующими энергетическими коэффициентами. В бистатической зоне ее поведение и действие основных факторов представлено на рис. 7. На этом рисунке кривая 1 совмещает три случая, рассчитанные при тех же условиях, что и кривые на рис.3. Различие оказалось незначительным, и выделить их отдельно в данном масштабе невозможно. Кривая 2 рассчитывалась одновременно с Δf_D , показанной на рис.5. Здесь первый минимум обусловлен соприкосновением первых нулей ДН РА. На результирующей кривой (3) осцилляции увеличения интенсивности на начальном участке обусловлены взаимодействием первых боковых лепестков. В дальнейшем ее поведение соответствует предварительным результатам, показанным в [10].

Δf_D . Сдвиг минимума в сторону увеличения R объясняется уменьшением амплитуды и, соответственно, вклада этого участка при интегрировании вдоль пакета (рис.2, б). Здесь также считалось, что $\theta_{\max} \rightarrow 0$. Появление первого минимума обусловлено постепенным вхождением пакета акустических волн в область взаимодействия ДН РА. При выбранных пределах аппроксимации на высотах $R < 40$ это взаимодействие отсутствует. В реальных системах РАЗ действие данных механизмов существенно слабее, так как поле на краях антенн имеет меньшую интенсивность, чем выбрано для расчетов. Но подобный выбор увеличил наглядность результатов. В реальных условиях оба механизма нужно учитывать, так как погрешность измерения температуры в значительной степени зависит от Δf_D .

При включении в расчет всех факторов характер поведения Δf_D в основном сохраняется (рис.6). Экстремумы сглажены, поскольку интегрирование проведено по всему объему пакета ($\theta_{\max} \approx 0,2$, $\Delta R = 7$).

Поведение амплитуды принимаемого сигнала $|U(R)|$ в основном определяется перекрытием ДН радиоантенн и сферической расходимостью волновых пучков

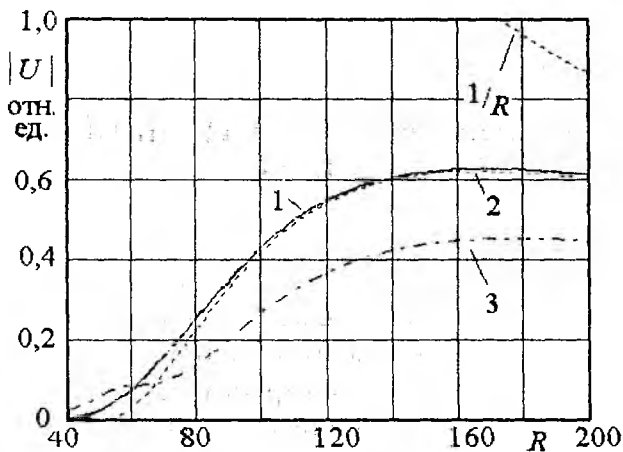


Рис. 7. Основные механизмы формирования ФРВ

Уточнение действия физических факторов, определяющих процесс дифракции электромагнитных волн на неоднородностях диэлектрической проницаемости воздуха при прохождении пакета акустических волн, показало, что приближения Френеля в основном достаточно для компенсации методической погрешности измерения температуры бистатическими системами РАЗ. Для проведения расчетов потребовалось разработка специальной методики аппроксимации пространственного распределения волновых полей, создаваемых апертурными антеннами. Последовательность расчетов соответствует современным представлениям теории волновых процессов, теории антенн. Тем не менее, необходимы экспериментальные подтверждения справедливости окончательного результата.

Список литературы: 1. Ульянов, Ю.Н. Двухчастотная радиоакустическая система // Труды VIII Всесоюз. симп. по лазерному и акустическому зондированию атмосферы. – Томск, 1984. – Ч.2. – С.196-199. 2. Gerhard Peters, Barabara Hennemuth, Hans-Jurgen Kirtzel RASS Measured Temperature Gradients with a Bistatic Antenna Set-up // Proc. of 15th ISARS (Paris, June 27–30 2010). – Paris, 2010. P. 33 – 38. 3. Кон, А.И. Бистатическая система радиоакустического зондирования // Изв. АН СССР. Физика атмосферы и океана. – 1981. – Т.17. – №6. – С.657-660. 4. Панченко, А.Ю. Дифракция электромагнитных волн на акустических при радиоакустическом зондировании атмосферы // Электромагнитные волны и электронные системы (Москва. Россия). – 1997. – Т.2, №5. – С.37-42. 5. Слитченко, Н. И., Лю Чан, Панченко, А. Ю. О допустимых упрощениях в дифракционной задаче на нижней границе бистатического РАЗ // Радиоэлектроника и информатика. – 2011. – № 2. – С. 15–19. 6. Панченко, А.Ю. Дифракционная модель ближнего радиоакустического зондирования // Радиоэлектроника и информатика. – 2005. – № 1. – С.35-39. 7. Слитченко, Н. И., Лю Чан, Панченко, А. Ю. Представление принимаемого сигнала при бистатическом РАЗ в приближении Френеля // Радиотехника. – 2011. – Вып. 167. – С. 59 – 65. 8. Ульянов, Ю.Н., Панченко, А.Ю. Максимова, Н.Г. Об использовании акустического и радиоакустического методов дистанционного зондирования АПС при получении метеоданных для оценки условий РРВ // Радиотехника. – 2005. – Вып. 143. – С. 188-195. 9. Дубровин, В.С., Колесникова, И.В. К расчету параболической антенны для сверхширокополосных систем радиодоступа // ГОУВПО НИ «Мордовский государственный университет им.Н.П. Огарева», Саранск / Режим доступа: http://fetmag.mrsu.ru/2010-1/pdf/Parabolic_Antenne.pdf 10. Слитченко, Н. И., Лю Чан, Панченко, А. Ю. К вопросу решения дифракционной задачи радиоакустического зондирования атмосферы бистатическими системами // Материалы 21-й Междунар. Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь, 12-16 сент. 2011. – Т.2. – С.1075-1076.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 03.07.2012

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДИНАМИЧЕСКОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ МОДИФИКАЦИИ ТОМОГРАФИЧЕСКИХ ДАННЫХ

Введение

Компьютерное предоперационное моделирование пластических вмешательств на лице человека является важным направлением повышения качества современной пластической хирургии. Полученная с помощью компьютерного моделирования виртуальная модель лица человека позволяет пластическому хирургу прогнозировать результат хирургических процедур на этапе планирования оперативного вмешательства на основе точных численных критериев. Это позволяет пластическому хирургу вместе с пациентом изучить модель его будущего облика и, при необходимости, провести коррекцию изображения для формирования такой модели, которая в наибольшей степени соответствует пожеланиям пациента и возможностям современной пластической хирургии.

Актуальность

Главной проблемой при создании компьютерной модели или ее коррекции является отсутствие математических методов и программных средств, обеспечивающих адекватность изменения анатомических структур реального пациента и их компьютерной модели, а также соответствия процедур их реальной и виртуальной коррекции. Поэтому актуальной является задача разработки новых методов и моделей, обладающих максимальной физической [1, 2] и геометрической адекватностью реальным структурам и тканям и позволяющих выполнять компьютерное планирование оперативных вмешательств в реальном масштабе времени.

Математическая модель

Обычно при изменении объемных томографических данных для коррекции изображения оператор интерактивно (например, с помощью манипулятора «мышь») захватывает некоторую точку (воксель) изображения и перемещает ее, вызывая также изменение координат ближайших вокселей. Будем называть захваченный воксель ведущим, а ближайшие вовлеченные в движение воксели – ведомыми.

В работе [3] описан компьютерный метод изменения объемных томографических данных, допускающий биофизическую интерпретацию при таких хирургических вмешательствах, которые связаны с деформацией мягких тканей. Вместе с тем, этот метод в математическом плане основывается на использовании кусочно-непрерывных функций, причем в случае произвольных перемещений ведущего вокселя задача расчета координат ведомых вокселей не имеет аналитического решения. Что касается численного решения, то объем необходимых вычислений быстро нарастает при увеличении объема трансформируемой области.

С другой стороны, значительная часть вмешательств при пластической хирургии не связана с деформацией тканей. В этом случае биофизическая интерпретация компьютерного метода отсутствует, и метод изменения объемных данных может разрабатываться, исходя из соображений подбора таких функциональных зависимостей, описывающих перемещения вокселей, которые позволяют получить аналитическое решение.

При разработке такого метода необходимо сразу выделить основные вопросы. Очевидно, что при создании модели, удовлетворяющей требованиям пациента, воксели должны перемещаться в определенной ограниченной области пространства (изображения), не внося изменений в положение вокселей, не входящих в область коррекции изображения (ОКИ). Таким образом, первая из ключевых задач – это математическое описание изменений конфигурации и границ ОКИ при тех или иных перемещениях ведущего вокселя.

Как указывалось, при использовании метода, описанного в работе [3], сложность вычислений была связана с использованием кусочно-непрерывных функций. Поэтому в

новом методе следует использовать такие функции, описывающие перемещение вокселей со временем, которые являются непрерывными во всей ОКИ.

Вторая ключевая задача – это задача математического описания перемещения ведомых вокселей в ОКИ при произвольных перемещениях ведущего вокселя. Очевидно, что функции, описывающие такие перемещения, могут выбираться исходя из различных соображений. Поэтому третьей ключевой задачей является выяснение вопроса, в каких случаях использование тех или иных функций является оптимальным.

Обсудим первую задачу. При произвольном движении ведущего вокселя он может как сближаться с ведомыми вокселями, так и удаляться от них. Однако столкновение вокселей происходить не должно, в частности потому, что при этом может нарушаться требование о непрерывности функций, описывающих движение вокселей. Данное требование является одним из наиболее принципиальных.

По-видимому, наиболее простым и естественным вариантом формы ОКИ, соответствующим указанному выше требованию, является шар с центром в точке исходного положения ведущего вокселя. Пусть $|\vec{S}_O|$ – вектор, проведенный от начального положения ведущего вокселя (точка O) к его текущему положению. Как будет показано далее, величина радиуса этого шара (R) зависит от выбора функции, описывающей перемещения ведомых вокселей в ОКИ при произвольных перемещениях ведущего вокселя.

Для описания движения ведомых вокселей, обусловленного перемещением ведущего вокселя необходимо сформулировать некоторые модельные предположения. Будем предполагать, что векторы перемещения ведомых вокселей параллельны вектору перемещения ведущего вокселя. Естественно предположить также, что чем ближе ведомый воксель к границе ОКИ, тем меньше модуль его перемещения, причем перемещение вокселя, расположенного на границе ОКИ, равно нулю. Можно предложить различные виды функциональной зависимости, удовлетворяющей указанным требованиям. В частности, если \vec{S}_A – вектор перемещения ведомого вокселя, первоначально находившегося в некоторой точке A , то упомянутая функция может принадлежать, например, к такому семейству функций:

$$|\vec{S}_A| = |\vec{S}_O| \cdot \left(1 - \left(\frac{r}{R} \right)^m \right)^k, \quad (1)$$

где r – расстояние от точки O до точки A , k и $m > 0$. В простейшем частном случае при $k = m = 1$ получается такая функция:

$$|\vec{S}_A| = |\vec{S}_O| \cdot \left(1 - \frac{r}{R} \right). \quad (2)$$

Будем в дальнейшем использовать обозначение S_A вместо $|\vec{S}_A|$ и S_O вместо $|\vec{S}_O|$. Аналогичные обозначения будем вводить для модулей векторов перемещений ведомых вокселей, первоначально расположенных в других точках (S_B – в точке B , S_C – в точке C и т.д.).

Для определения целесообразности использования той или иной функции семейства (1) необходимо рассмотреть характер изменений, происходящих в ОКИ для некоторых простых модельных случаев. Пусть ведущий воксель лежит на плоской поверхности, являющейся границей изображения ткани, причем эта плоскость соответствует уравнению $x = 0$, начальное положение ведущего вокселя соответствует началу координат.

В этом случае направление движения ведущего вокселя совпадает с осью x , перпендикулярной указанной границе. Считаем, что ведущий воксель выдвигается в область отсутствия ткани. Очевидно, что при любой функции из семейства (1) образующаяся при движении ведущего вокселя поверхность в ОКИ будет поверхностью вращения, т.е. будет иметь аксиальную симметрию, причем осью симметрии будет ось x .

В случае, если в формуле (1) $k = m = 1$ (это случай формулы (2)), уравнение образующейся поверхности (ОП) будет иметь вид

$$y^2 + z^2 - R^2(x - S_0)^2 = 0.$$

Последнее уравнение является, как известно, уравнением конуса (см., например, [4]). В случае, если в формуле (3) $k = 1$, а $m = 2$, получается следующее уравнение ОП:

$$y^2 + z^2 + \frac{xR^2}{S_0} - R^2 = 0.$$

Это уравнение является уравнением эллиптического параболоида.

Если же в формуле (3) $k = \frac{1}{2}$, а $m = 2$, то для ОП получается уравнение

$$\frac{y^2}{R^2} + \frac{z^2}{R^2} + \frac{x^2}{S_0^2} = 1.$$

Последнее уравнение является уравнением эллипсоида.

Использование функций, принадлежащих к семейству, описываемому формулами (1), возможно, если при перемещении вокселей не происходит их столкновение. С этой точки зрения проведем анализ функций, для которых выше определялась форма ОП. Допустим сначала, что ведущий воксель движется вдоль оси решетки, причем в направлении движения перед ним расположены иные воксели.

Рассмотрим движение вокселей в плоскости $z = 0$. Пусть L – начальное расстояние между соседними вокселями, а h – длина грани вокселя. Пусть также \vec{S}_A – вектор перемещения ведомого вокселя, начало которого находится в точке с координатами x и y , а \vec{S}_B – в точке с координатами $x + L$ и y . Поскольку ведущий воксель движется вдоль оси x , эти векторы параллельны оси x . Пусть u – расстояние между концами векторов \vec{S}_A и \vec{S}_B , т.е. расстояние между центрами вокселей, которые до перемещения были началами этих векторов. Столкновения вокселей не будет, если $u \geq h$. Из рис. 1 видно, что $u = L - S_1 + S_2$.

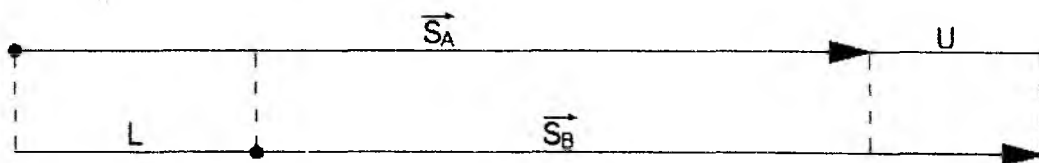


Рис. 1

Если $m = k = 1$, то

$$u = L - S_0 \left(1 - \frac{\sqrt{x^2 + y^2}}{R} \right) + S_0 \left(1 - \frac{\sqrt{(x+L)^2 + y^2}}{R} \right).$$

Рассмотрим, как величина u зависит от y . Легко показать, что

$$\frac{\partial u}{\partial y} = \frac{S_0 y}{R} \left(\frac{1}{R\sqrt{x^2 + y^2}} - \frac{1}{R\sqrt{(x+L)^2 + y^2}} \right) > 0.$$

Следовательно, величина u достигает минимума при $y = 0$. В этом случае выражение для u преобразуется к виду

$$u = L - \frac{S_0 L}{R}.$$

Теперь условие $u \geq h$ можно преобразовать к виду

$$R \geq \frac{S_0 L}{L - h}. \quad (3)$$

Последнее неравенство определяет радиус ОКИ при использовании функции семейства (1) с параметрами $m = k = 1$.

Если ведущий воксель движется под углом 45° к оси решетки, то и размер вокселя в направлении движения, и расстояние между центрами вокселей в $\sqrt{2}$ раз больше, чем в случае движения ведущего вокселя вдоль оси решетки. Отсюда вытекает, что при выполнении последнего условия столкновений между вокселями и в этом случае не будет. Поэтому легко понять, что и при произвольных направлениях движения ведущего вокселя в случае выполнения условия (3) столкновений между вокселями не будет.

Если $m = 2$, а $k = 1$, то

$$u = L - S_0 \left(1 - \frac{x^2 + y^2}{R^2} \right) + S_0 \left(1 - \frac{(x+L)^2 + y^2}{R^2} \right) = L - \frac{S_0}{R^2} (2xL + L^2).$$

Из полученного выражения видно, что с ростом значений переменной x величина u уменьшается. Это значит, что минимальное значение u соответствует максимальному значению x . Поэтому принимаем $x = R - L$, откуда $u = L - \frac{2S_0 L}{R} + \frac{S_0 L^2}{R^2}$.

В этом случае условие $u \geq h$ преобразовывается к неравенству

$$(L - h)R^2 - 2S_0 LR + S_0 L^2 \geq 0,$$

решая которое, окончательно получаем

$$R \geq \frac{L(S_0 + \sqrt{S_0(S_0 - L + h)})}{L - h}.$$

Таким образом, последнее неравенство определяет радиус ОКИ при использовании функции семейства (1) с параметрами $m = 2$; $k = 1$.

Если $m = 2$, а $k = \frac{1}{2}$, то

$$u = L - S_0 \sqrt{1 - \frac{x^2 + y^2}{R^2}} + S_0 \sqrt{1 - \frac{(x+L)^2 + y^2}{R^2}}$$

Снова рассмотрим, как величина u зависит от y . Легко показать, что

$$\frac{\partial u}{\partial y} = \frac{S_0 y}{R} \left(\frac{1}{\sqrt{1 - \frac{x^2 + y^2}{R^2}}} - \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{(x+L)^2 + y^2}{R^2}}} \right).$$

Очевидно, что $\frac{\partial u}{\partial y} < 0$. Следовательно, наименьшее значение величины u будет достигнуто при наибольшем возможном значении величины y . Эта ситуация соответствует положению начала вектора \vec{S}_A в точке с координатами $x = 0$; $y = \sqrt{R^2 - L^2}$, а начала вектора \vec{S}_B на границе ОКИ на высоте L над началом вектора \vec{S}_A . Модуль вектора \vec{S}_B при этом равен нулю. Тогда

$$u = L - S_A = L - S_0 \sqrt{1 - \frac{R^2 - L^2}{R^2}} = L - \frac{S_0 L}{R}.$$

Неравенство $u \geq h$ в этом случае имеет вид $L - \frac{S_0 L}{R} \geq h$, откуда получаем $R \geq \frac{S_0 L}{L - h}$.

Формы ОП семейства (1), кроме проанализированных выше, можно изучить, рассчитав зависимости $|\bar{S}|$ (далее – просто S) от y при $z = 0$. Графики ОП, соответствующих $m \leq 0,5$ (некоторые из них показаны на рис. 2 – 4), вряд ли следует рекомендовать для коррекции изображений:

S при k=0,25 и m=0,25

s при k = 1 и m = 0,25

s при k = 4 и m = 0,25

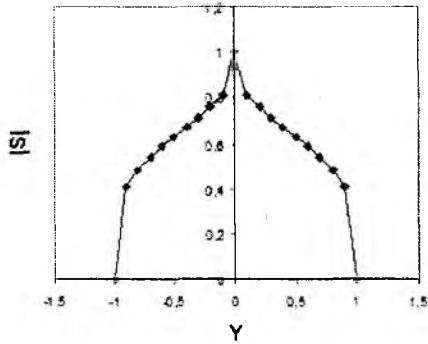


Рис. 2

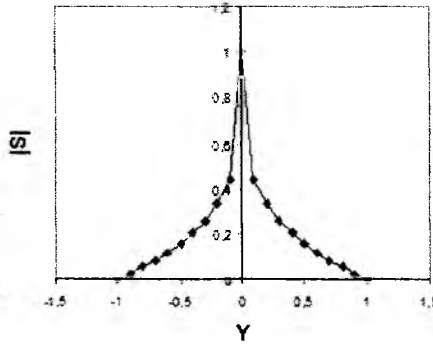


Рис. 3

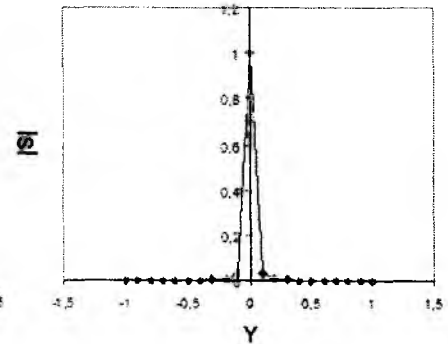


Рис. 4

Анализ рассчитанных графиков зависимостей S от y при различных значениях параметров k и m свидетельствует о целесообразности использования таких ОП, принадлежащих семейству (1), для которых значения параметра m удовлетворяет условию $m \geq 2$.

Некоторые из таких ОП представлены на рис. 5 – 10.

s при k = 0,25 и m = 2

s при k = 1 и m = 2

s при k = 4 и m = 2

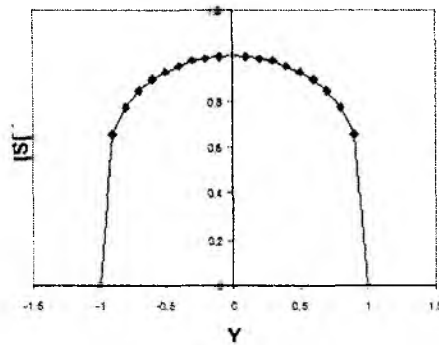


Рис. 5

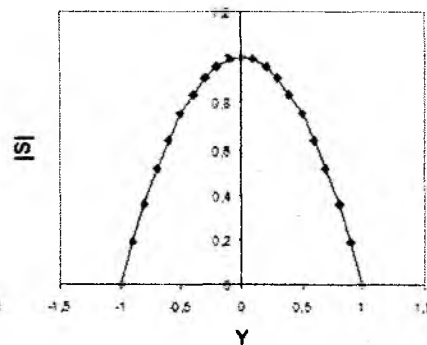


Рис. 6

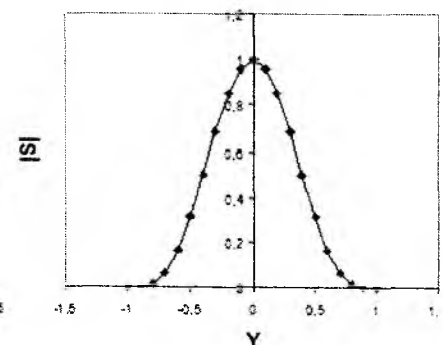


Рис. 7

s при k = 0,25 и m = 4

s при k = 1 и m = 4

s при k = 4 и m = 4

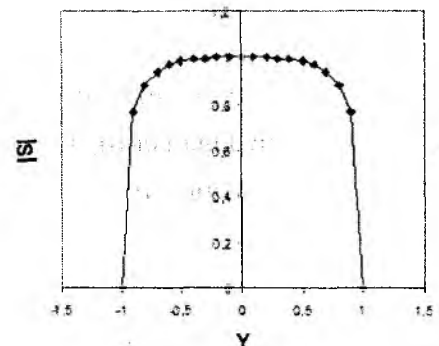


Рис. 8

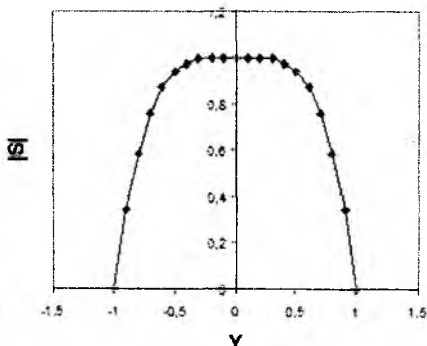


Рис. 9

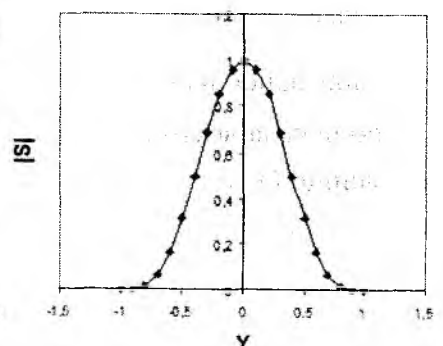


Рис. 10

При проведении виртуального моделирования оперативного вмешательства, конечной целью которого является создание модели анатомической области, удовлетворяющей пациента, необходимо многоэтапное преобразование изображения, связанное с перемещением большого числа вокселей в различных направлениях. Поэтому для того, чтобы изложенный выше подход к методу коррекции изображения сохранял корректность при любых перемещениях любых вокселей, необходимо после завершения перемещения одного вокселя и до начала перемещения второго производить восстановление растрового расположения вокселей, что осуществляется с помощью интерполяции [3].

Выводы

1. Рассмотрены ключевые задачи компьютерного планирования пластических хирургических вмешательств, включающие в себя определение геометрии области коррекции изображения; установление законов перемещения ведомых вокселей при перемещении ведущего вокселя; определение возможных семейств функций, описывающих такие перемещения и выбора из заданного семейства таких функций, которые в наибольшей степени подходят для коррекции изображения в каждом конкретном случае.

2. Предложен метод компьютерного планирования пластических хирургических вмешательств, основанный на изменении объемных томографических данных.

3. Обосновано использование шарообразной области коррекции изображения и предложена методика расчета радиуса этой области как функции модуля перемещения ведущего вокселя.

4. Предложена зависимость, описывающая изменение координат ведомого вокселя как функции перемещения ведущего вокселя, основанная на использовании определенного семейства функций, и проведен обоснованный выбор наиболее адекватных функций для коррекции изображения.

5. Перспективой работы является клиническая апробация предложенного метода и определение его возможностей при планировании пластических оперативных вмешательств в медицинской практике.

Список литературы: 1. *Waters, K.* A physical model of facial tissue and muscle articulation derived from computer tomography data. In *Visualization in Biomedical Computing (VBC'92)*, Chappel Hill, NC, 1992. 2. *Fung, J.C.* Biomechanics: Mechanical Properties of Living Tissues // Springer-Verlag. – 1981. – P. 242-245. 3. *Книгавко, Ю.В.* Метод компьютерного планирования пластических вмешательств на лице человека за счет изменения объемных томографических данных // *Радиотехника*. – Вып. 168. – 2012. – С. 87-92. 4. *Погорелов, А.В.* Аналитическая геометрия. – М. : Наука. – 1968. – С. 176.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 25.08.2012

Неравенство $u \geq h$ в этом случае имеет вид $L - \frac{S_0 L}{R} \geq h$, откуда получаем $R \geq \frac{S_0 L}{L - h}$.

Формы ОП семейства (1), кроме проанализированных выше, можно изучить, рассчитав зависимости $|S|$ (далее – просто S) от y при $z = 0$. Графики ОП, соответствующих $m \leq 0,5$ (некоторые из них показаны на рис. 2 – 4), вряд ли следует рекомендовать для коррекции изображений:

S при $k=0,25$ и $m=0,25$

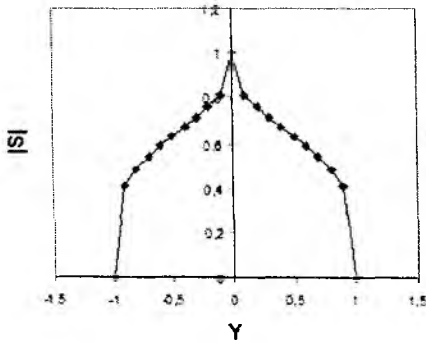


Рис. 2

s при $k = 1$ и $m = 0,25$

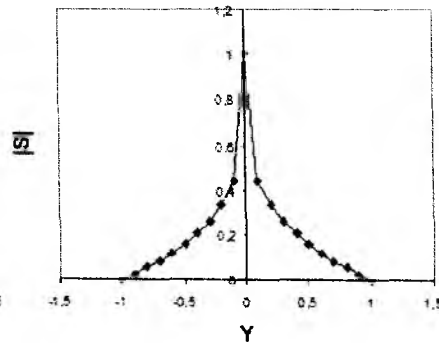


Рис. 3

s при $k = 4$ и $m = 0,25$

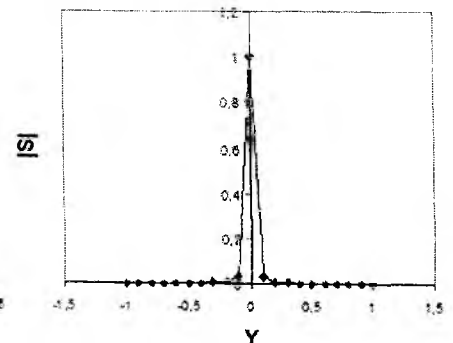


Рис. 4

Анализ рассчитанных графиков зависимостей S от y при различных значениях параметров k и m свидетельствует о целесообразности использования таких ОП, принадлежащих семейству (1), для которых значения параметра m удовлетворяет условию $m \geq 2$.

Некоторые из таких ОП представлены на рис. 5 – 10.

s при $k = 0,25$ и $m = 2$

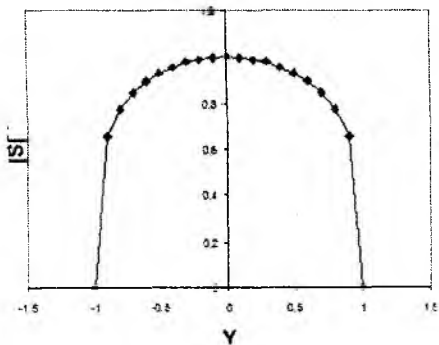


Рис. 5

s при $k = 1$ и $m = 2$

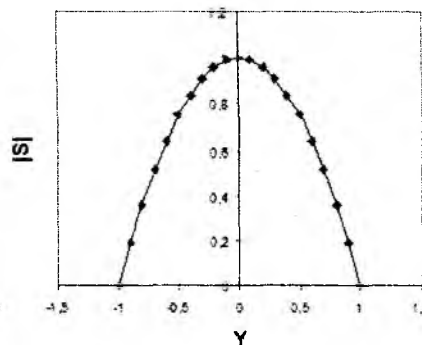


Рис. 6

s при $k = 4$ и $m = 2$

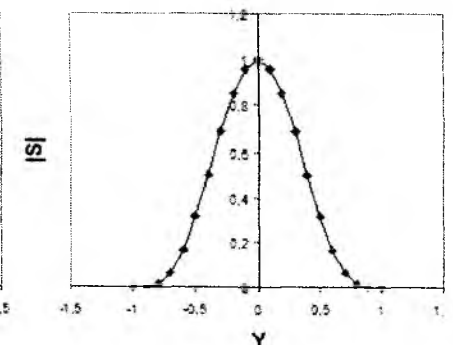


Рис. 7

s при $k = 0,25$ и $m = 4$

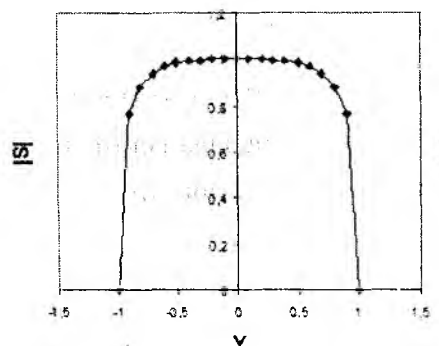


Рис. 8

s при $k = 1$ и $m = 4$

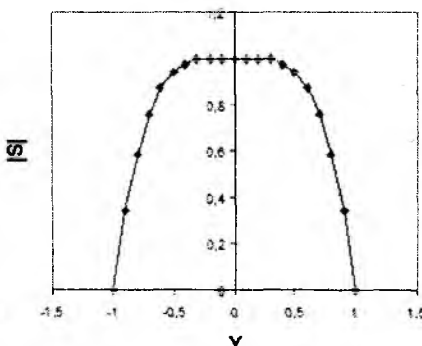


Рис. 9

s при $k = 4$ и $m = 4$

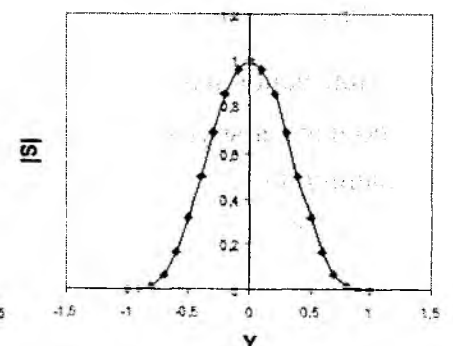


Рис. 10

При проведении виртуального моделирования оперативного вмешательства, конечной целью которого является создание модели анатомической области, удовлетворяющей пациента, необходимо многоэтапное преобразование изображения, связанное с перемещением большого числа вокселей в различных направлениях. Поэтому для того, чтобы изложенный выше подход к методу коррекции изображения сохранял корректность при любых перемещениях любых вокселей, необходимо после завершения перемещения одного вокселя и до начала перемещения второго производить восстановление растрового расположения вокселей, что осуществляется с помощью интерполяции [3].

Выводы

1. Рассмотрены ключевые задачи компьютерного планирования пластических хирургических вмешательств, включающие в себя определение геометрии области коррекции изображения; установление законов перемещения ведомых вокселей при перемещении ведущего вокселя; определение возможных семейств функций, описывающих такие перемещения и выбора из заданного семейства таких функций, которые в наибольшей степени подходят для коррекции изображения в каждом конкретном случае.

2. Предложен метод компьютерного планирования пластических хирургических вмешательств, основанный на изменении объемных томографических данных.

3. Обосновано использование шарообразной области коррекции изображения и предложена методика расчета радиуса этой области как функции модуля перемещения ведущего вокселя.

4. Предложена зависимость, описывающая изменение координат ведомого вокселя как функции перемещения ведущего вокселя, основанная на использовании определенного семейства функций, и проведен обоснованный выбор наиболее адекватных функций для коррекции изображения.

5. Перспективой работы является клиническая апробация предложенного метода и определение его возможностей при планировании пластических оперативных вмешательств в медицинской практике.

Список литературы: 1. *Waters, K.* A physical model of facial tissue and muscle articulation derived from computer tomography data. In *Visualization in Biomedical Computing (VBC'92)*, Chappel Hill, NC, 1992. 2. *Fung, J.C.* Biomechanics: Mechanical Properties of Living Tissues // Springer-Verlag. – 1981. – P. 242-245. 3. *Книгавко, Ю.В.* Метод компьютерного планирования пластических вмешательств на лице человека за счет изменения объемных томографических данных // *Радиотехника*. – Вып. 168. – 2012. – С. 87-92. 4. *Погорелов, А.В.* Аналитическая геометрия. – М. : Наука. – 1968. – С. 176.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 25.08.2012

СТРУКТУРНЫЕ ФУНКЦИИ ПОЛЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ПРИ СТАТИСТИЧЕСКИ АНИЗОТРОПНОЙ ТРОПОСФЕРЕ

Введение

Для оценки текущих условий распространения УКВ, т.е. краткосрочного прогноза коэффициента ослабления сигнала вблизи радиогоризонта в зоне прямой видимости и в области геометрической тени, необходимы данные о пространственном распределении диэлектрической проницаемости ε на трассе распространения радиоволн. В ряде случаев, в частности при распространении радиоволн над морской поверхностью, предполагается, что распределение $\varepsilon(h)$ зависит только от высоты h над поверхностью Земли. При этом влияние мелкомасштабных флуктуаций коэффициента преломления на эффективное значение интенсивности поля за радиогоризонтом не учитывается [1, 2]. В работе [3] для приближенной оценки поля УКВ вблизи границы геометрической тени по экспериментально измеренному высотному профилю $\varepsilon(h)$ в средней части трассы последовательно применяются метод геометрической оптики (МГО) и метод Кирхгофа. Результаты расчета поля этим методом для длин волн $\lambda = 30\text{ см}$ [3 – 6] показали, что на оценки уровня поля сильно влияет структура поля $\varepsilon(\mathbf{r})$ в области, непосредственно примыкающей к земной поверхности. Поле диэлектрической проницаемости воздуха в этой части пространства подвержено существенным суточным и сезонным изменениям и в большинстве случаев сильно отличается от общепринятой модели Колмогорова – Обухова для зоны свободной конвекции.

Оценки корреляционных функций электромагнитного поля в точке наблюдения, находящейся вблизи поверхности Земли, выполненные в экспериментальных работах [7, 8], указывают на нестационарность атмосферных процессов и неоднозначность результатов измерений, полученных при разном времени усреднения данных. В этом случае можно рассматривать пространственное распределение $\varepsilon(\mathbf{r})$ как неоднородное поле со статистически однородными первыми приращениями.

В данной работе путем математического моделирования исследуются структурные функции поля диэлектрической проницаемости воздуха с учетом статистической неоднородности и характерной для приземного слоя атмосферы слоистой структуры.

Структурные функции поля и их спектральные разложения

Для описания статистических свойств действительных случайных процессов и случайных полей со стационарными первыми приращениями используют структурные функции [9]. По определению, структурная функция D поля $f(\mathbf{r})$, среднее значение которого $\langle f(\mathbf{r}) \rangle$ постоянно, вычисляется следующим образом:

$$D_f(\rho) = \langle [f(\mathbf{r} + \rho) - f(\mathbf{r})]^2 \rangle,$$

где $\rho = \mathbf{r} - \mathbf{r}'$, \mathbf{r} и \mathbf{r}' – радиус-векторы точек в неоднородной среде, а знак $\langle \rangle$ обозначает статистическое усреднение.

Для статистически изотропной атмосферы, в соответствии с законом «двух третей» Колмогорова – Обухова, структурная функция пространственных флуктуаций диэлектрической проницаемости ε в инерционном интервале турбулентности описывается выражением [9]:

$$D_\varepsilon(r) \approx C_\varepsilon^2 r^{2/3}, \quad L_0 > r > l_0, \quad (1)$$

где C_ε^2 – структурная постоянная, L_0 и l_0 – соответственно внешний и внутренний масштабы турбулентности.

Трехмерная спектральная плотность, соответствующая структурной функции (1), может быть записана в следующей форме:

$$\Phi_{\varepsilon}(k) \approx 0,033C_{\varepsilon}^2(k^2 + \kappa_0^2)^{-11/6}, \quad (2)$$

где k – волновое число, а параметр $\kappa_0 = 2\pi/L_0$ введен для устранения неопределенности при $k = 0$.

Анизотропное однородное поле $\varepsilon(\mathbf{r})$ в простейшем случае можно характеризовать корреляционной функцией вида

$$R(\mathbf{r}_1 - \mathbf{r}_2) = R[\alpha(x_1 - x_2) + \beta(y_1 - y_2) + \gamma(z_1 - z_2)]. \quad (3)$$

Тогда спектральная плотность $\Phi_{\varepsilon}(\mathbf{k})$, соответствующая (3), зависит от направления волнового вектора \mathbf{k} :

$$\Phi_{\varepsilon}(\mathbf{k}) = 0,033C_{\varepsilon}^2(\kappa_0^2 + a_x k_x^2 + a_y k_y^2 + a_z k_z^2)^{-11/6}, \quad (4)$$

причем значения постоянных a_x , a_y и a_z определяют соотношения между характерными масштабами неоднородностей в направлениях координатных осей x , y , z .

Если поле $\varepsilon(\mathbf{r})$ статистически неоднородно, то описание его с помощью корреляционной функции (3) оказывается неоднозначным. Однако выражение (4) можно рассматривать как спектральную плотность анизотропного поля. В этом случае трехмерная структурная функция $D(\mathbf{r})$ связана с $\Phi_{\varepsilon}(\mathbf{k})$ следующим образом [9]:

$$D(\mathbf{r}) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} \int \int [1 - \cos \mathbf{k}\mathbf{r}] \Phi_{\varepsilon}(\mathbf{k}) d^3 k.$$

Для математического моделирования в данной работе используется спектральная плотность $\Phi_{\varepsilon}(\mathbf{k})$ в следующей форме:

$$\Phi_{\varepsilon}(\mathbf{k}) = 0,033C_{\varepsilon}^2 \left[\kappa_0^2 + a(k_x^2 + k_z^2) + k_y^2 \left(1 + \frac{b}{1 + c \cdot k_y^2} \right) \right]^{-11/6}, \quad (5)$$

где постоянные a , b и c выбираются так, чтобы учесть различие характерных размеров неоднородностей в горизонтальной (xoy) и вертикальной ($yozy$) плоскостях.

В выражении (5) учтена гипотеза Колмогорова, состоящая в том, что в области малых масштабов (т.е. при больших волновых числах k) флуктуации ε статистически изотропны. Действительно, с ростом k_y выражение в круглых скобках стремится к единице, а $\Phi_{\varepsilon}(\mathbf{k})$ приближается к выражению (2), в котором спектральная плотность зависит только от модуля волнового вектора. При $|\mathbf{k}| \sim 1$ вертикальная составляющая волнового вектора k_y входит с весом порядка $(1 + b/c)$, где $b/c \gg 1$. В области малых волновых чисел горизонтальные размеры неоднородностей в среднем значительно превышают вертикальные, но характер убывания спектральной плотности (6) во всех направлениях соответствует структурной функции вида (1).

Математическое моделирование и результаты расчетов

Отличие внешнего L_0 и внутреннего l_0 масштабов турбулентности в инерционном интервале очень велико, и по данным экспериментальных измерений отношение L_0/l_0 имеет порядок $10^3 \dots 10^4$ [9]. Поэтому для достаточной детализации выборочных функций $\varepsilon(\mathbf{r})$ при описании их числовыми последовательностями и расчетах структурных функций

$D_{\varepsilon}(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2)$ целесообразно перейти от трехмерной модели структуры $\varepsilon(\mathbf{r})$ и ее трехмерного спектрального представления (5) к двумерной спектральной плотности $F(k_y, k_z, x_1 - x_2)$.

Локально изотропное поле $\varepsilon(x, y, z)$ и его структурная функция могут быть разложены в двумерный интеграл Фурье в плоскости $x = const$ [9]:

$$\varepsilon(x, y, z) = \varepsilon(x, 0, 0) + \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left[e^{j(k_y y + k_z z)} - 1 \right] u(dk_y, dk_z, x),$$

где $u(dk_y, dk_z, x)$ удовлетворяет соотношению

$$\langle u(dk_y, dk_z, x) u^*(dk'_y, dk'_z, x') \rangle = \delta(k_y - k'_y) \delta(k_z - k'_z) F(k_y, k_z, x - x') dk_y, dk_z, dk'_y, dk'_z. \quad (6)$$

В выражении (6) $F(k_y, k_z, x - x')$ – двумерная спектральная плотность, которая связана со структурной функцией $D_{\varepsilon}(\eta, \zeta, 0)$ в плоскости $\xi = x - x' = 0$ соотношением

$$D_{\varepsilon}(\eta, \zeta, 0) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} [1 - \cos(k_y \eta + k_z \zeta)] F(k_y, k_z, 0) dk_y, dk_z, \quad (7)$$

где $\eta = y - y'$, $\zeta = z - z'$, $\xi = x - x'$, штрихи обозначают координаты точек на плоскости $x' = const$, а ξ – расстояние между параллельными плоскостями $x = const$ и $x' = const$.

В случае статистически изотропного поля двумерная и трехмерная спектральные плотности взаимосвязаны: $F(k_y, k_z, \xi) = \int_{-\infty}^{\infty} \cos(k_x \xi) \Phi(k) dk_x$.

Если поле диэлектрической проницаемости анизотропно, то для его описания с помощью двумерной спектральной плотности (энергетического спектра) $F(k_y, k_z, \xi)$ нужны дополнительные данные. В нашем случае, в соответствии с (5), дополнительная информация заключается в предположении, что в горизонтальной плоскости $y = const$ поле статистически изотропно. Тогда корреляционная функция $R(\xi, \eta, \zeta)$ в плоскости $y = const$ существует (если нет особенности в нуле) и зависит только от расстояния $\rho = (\xi^2 + \zeta^2)^{1/2}$, т.е. $R(\xi, \eta, \zeta) = R(\eta, \rho)$.

Трехмерная спектральная плотность (5) принимает конечные значения при $k \rightarrow 0$ и убывает с ростом k быстрее k^{-3} . Поэтому можно вычислить трехмерную корреляционную функцию

$$R(x - x', y - y', z - z') = R(\xi, \eta, \zeta) = \int_{-\infty}^{\infty} \int \int \cos \mathbf{k} \mathbf{r} \Phi_{\varepsilon}(\mathbf{k}) d^3 k,$$

где ξ, η, ζ – координаты вектора \mathbf{r} .

Полагая $\xi = 0$ и выполняя преобразование Фурье от $R(0, \eta, \zeta)$, получим двумерную спектральную плотность флуктуаций в плоскости (yoz):

$$F(k_y, k_z, 0) = \text{Re} \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int R(0, \eta, \zeta) e^{j(k_y \eta + k_z \zeta)} d\eta d\zeta. \quad (8)$$

Двумерная структурная функция $D_{\varepsilon}(\eta, \zeta, 0)$ связана с $F(k_y, k_z, 0)$ соотношением (7).

В ходе математического моделирования формировались выборочные функции (реализации) случайного поля $\varepsilon(y, z)$, спектральная плотность которых в среднем соответствовала модели (5). Для этого программно генерировалась двумерная последовательность $h_i(y, z)$ нормально распределенных случайных чисел с нулевым средним значением и равномерной средней спектральной плотностью. Затем применялась весовая обработка спектра.

Пусть $G_i(k_y, k_z)$ – комплексное преобразование Фурье случайной числовой последовательности $h_i(y, z)$. Тогда модель выборочной функции $\varepsilon_i(y, z)$ вычисляется следующим образом:

$$\varepsilon_i(y, z) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G_i(k_y, k_z) [f(k_y, k_z)]^{\frac{1}{2}} e^{j(k_y y + k_z z)} dk_y dk_z,$$

где $f(k_y, k_z) = F(k_y, k_z, 0) / F(0, 0, 0)$ – весовая функция.

Спектральная плотность реализации $\varepsilon_i(y, z)$

$$F_i(k_y, k_z, 0) = C \cdot G_i(k_y, k_z) \cdot G_i^*(k_y, k_z) \cdot f(k_y, k_z),$$

где C – постоянная, а знак $*$ обозначает комплексно сопряженную величину.

Усредняя последнее равенство по ансамблю выборочных функций, получим

$$\langle F_i(k_y, k_z, 0) \rangle = C \cdot f(k_y, k_z) \cdot \langle G_i(k_y, k_z) \cdot G_i^*(k_y, k_z) \rangle = f(k_y, k_z) \cdot const.$$

Таким образом, среднее значение двумерной спектральной плотности с точностью до постоянного множителя совпадает с заданной весовой функцией. Иными словами, каждая выборочная функция $\varepsilon_i(y, z)$ принадлежит случайному полю с заданной спектральной плотностью $F(k_y, k_z, 0)$. Характерный вид весовых функций $f(k_y, k_z)$ для изотропной (а) и анизотропной (б) сред показан на рис. 1, а, б.

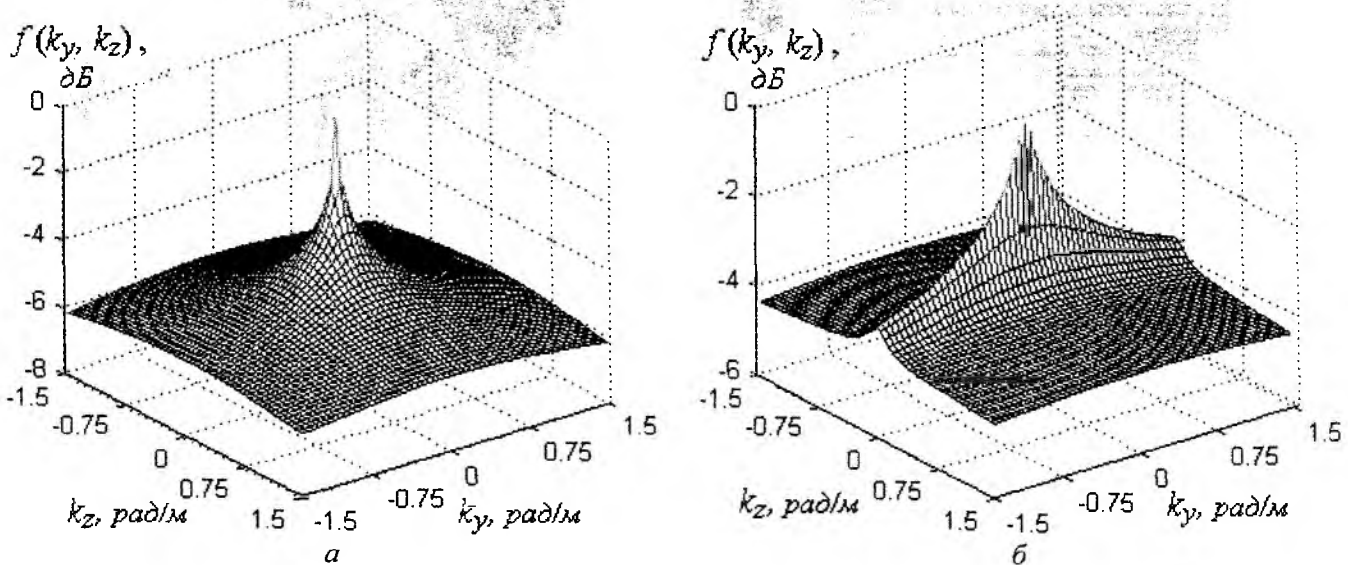


Рис.1

На рис.2 а, б, в приведены фрагменты выборочных функций $\varepsilon_i(y, z)$, вычисленных при разных значениях параметров a , b и c в выражении (5). Шаг дискретизации переменных y и z составляет $0,125m$. Размерность числового массива 1024×1024 . Ось y ориентирована перпендикулярно земной поверхности. На рис.2, г показан фрагмент изотропной и статистически однородной среды $\varepsilon(y, z)$, спектральная плотность которой соответствует выражению (2).

Двумерная структурная функция $D(\eta, \zeta, 0)$, рассчитанная для одной из выборочных функций $\varepsilon_i(y, z)$, приведена на рис.3, а. На рис. 3, б та же структурная функция изображена в другом масштабе.

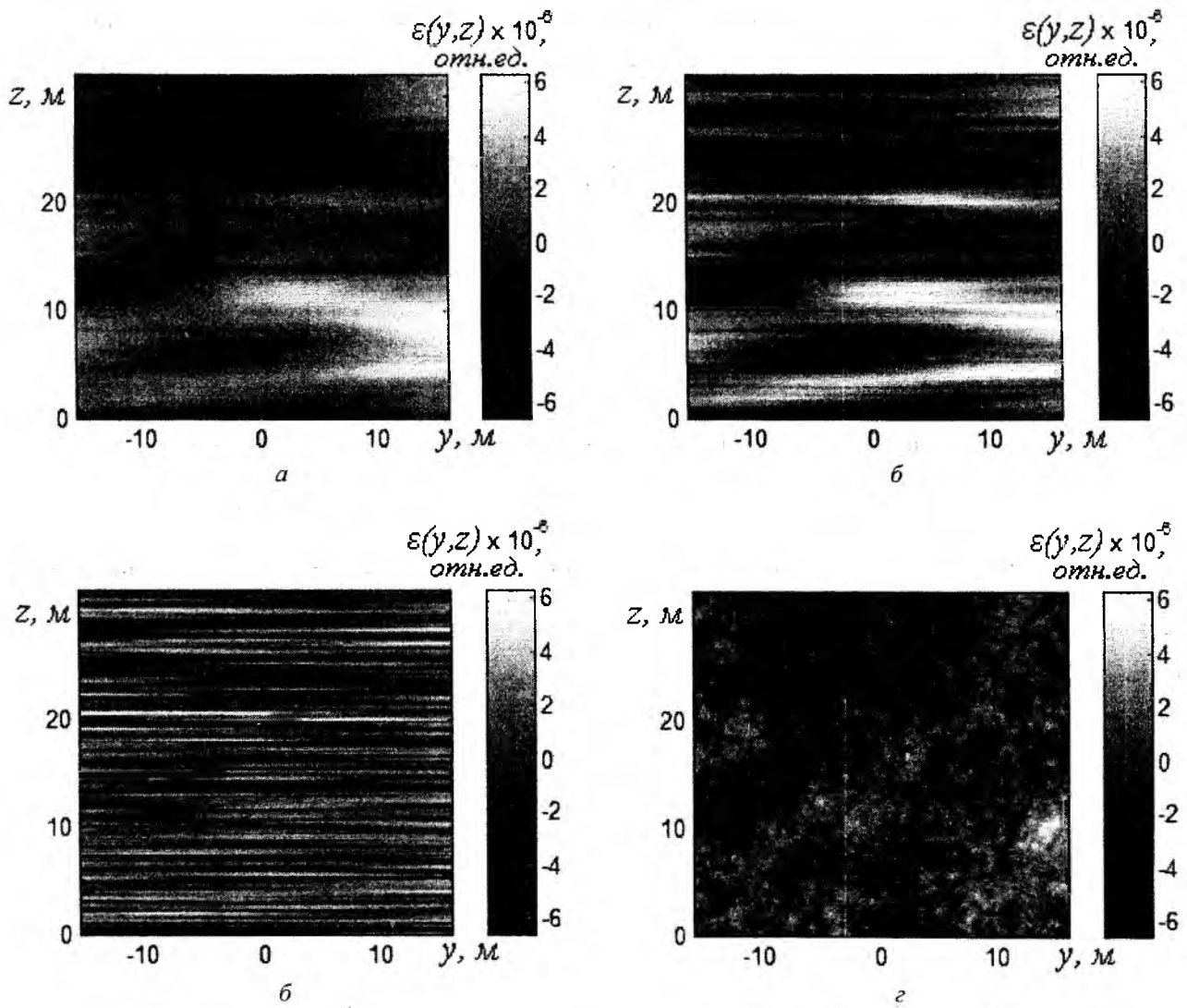


Рис.2

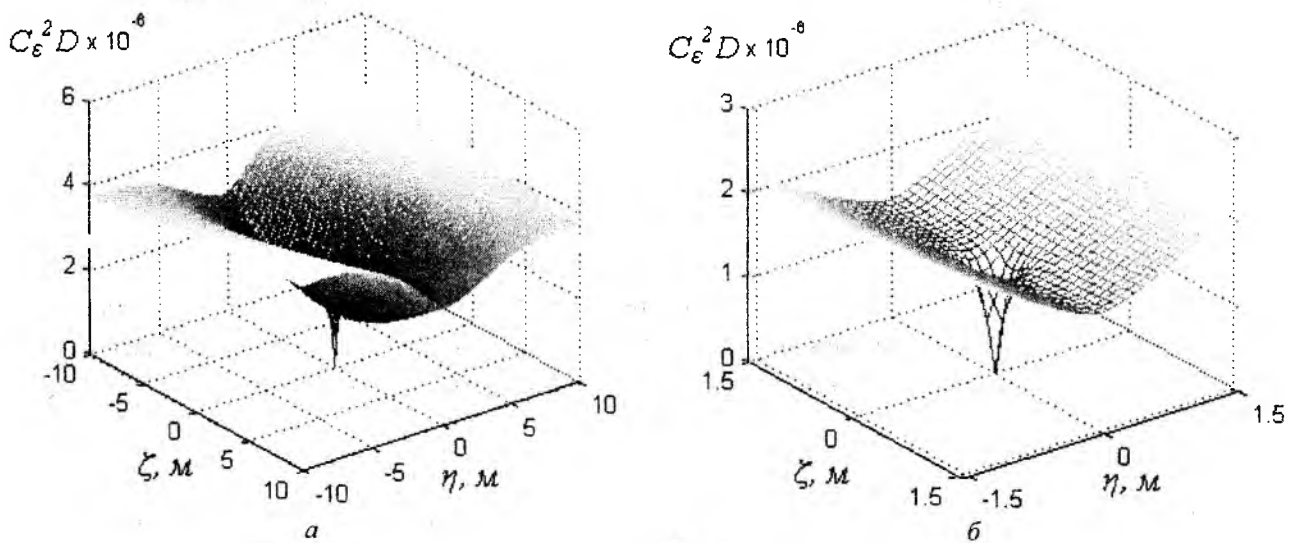


Рис.3

Значения двумерной структурной функции $D(\eta, \zeta)$ в горизонтальном направлении при $\eta = 0$ и в вертикальном при $\zeta = 0$ приведены на рис. 4, а и 4, б соответственно. На рис. 4, в, г те же структурные функции изображены при малых значениях $|\eta|$ и $|\zeta|$. Сплошной жирной линией на всех графиках обозначена структурная функция статистически однородной тропосферы. Штриховой, пунктирной и сплошной линией показаны $D(\eta, \zeta)$, рассчитанные для выборочных функций $\varepsilon_i(y, z)$, полученных при разных значениях параметров a , b и c в выражении (5).

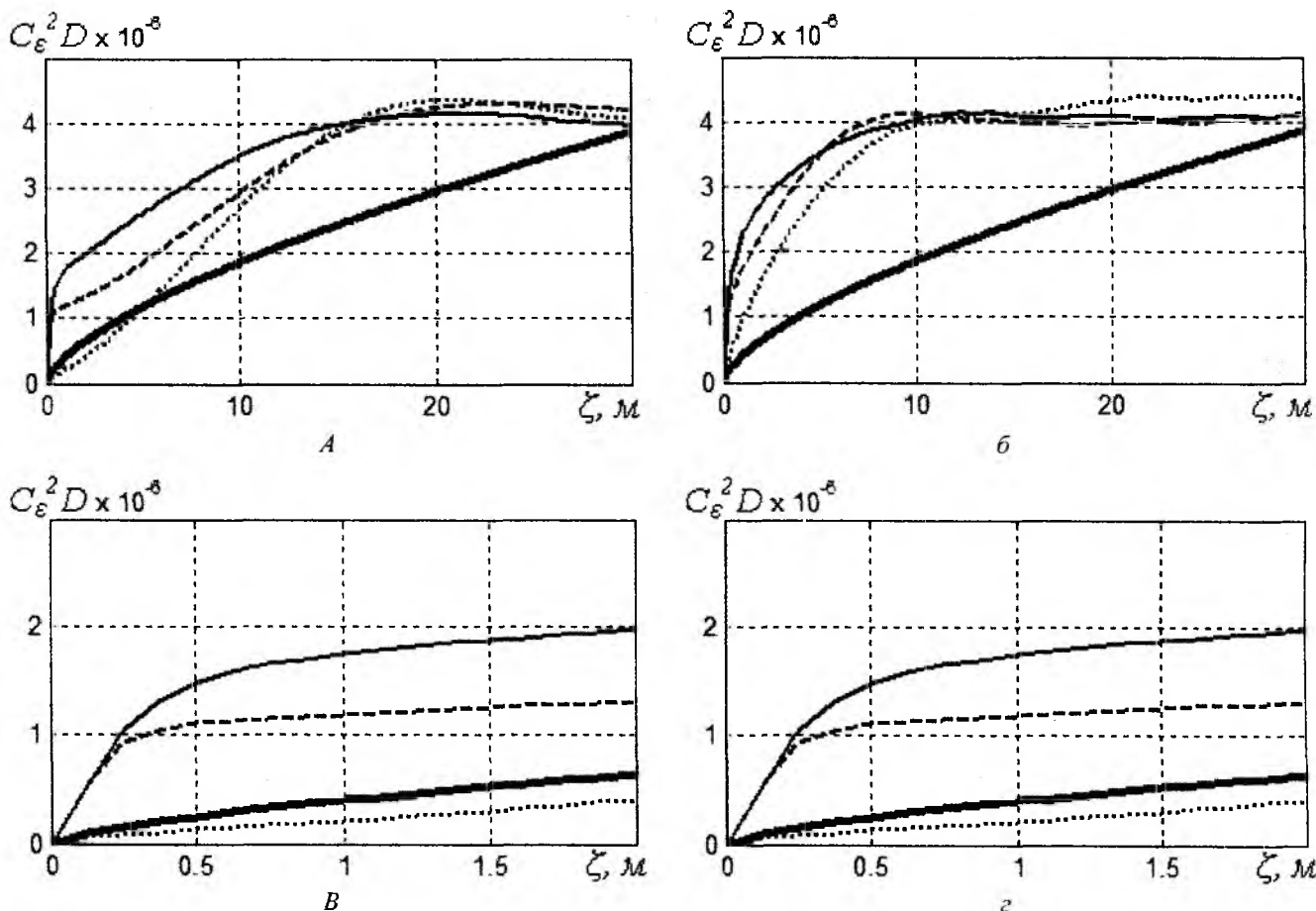


Рис.4

Из рис.4 видно, что существует две области локальной однородности, в пределах которых можно определить интегральные масштабы неоднородностей и радиусы корреляции ρ_1 , ρ_2 поля $\varepsilon(\mathbf{r})$. В одной области $\rho_1 \sim 20$ м, в другой – $\rho_2 \sim 0,3$ м. Радиус корреляции ρ_1 соизмерим с внешним масштабом неоднородностей L_0 , ρ_2 соответствует изотропным мелкомасштабным флуктуациям ε . Таким образом, если слой тропосферы, в котором распространяется пучок радиоволн, ограничен высотой H над земной поверхностью, то можно выделить, по крайней мере, две области локальной однородности поля $\varepsilon(\mathbf{r})$, и в каждой из них вычислить корреляционную функцию. Двумерная корреляционная функция флуктуаций поля оказывается многомасштабной. В области крупномасштабных флуктуаций характерный масштаб соизмерим с внешним масштабом турбулентности, для которого справедлива оценка $L_0 \approx 0,4 H$ [9]. В области малых масштабов радиус корреляции ρ и дисперсия флуктуаций зависят от конкретной метеорологической обстановки, но $\rho \ll L_0$.

Расчет коэффициента ослабления поля на коротких загоризонтных трассах с применением МГО и метода Кирхгофа [4] предусматривает учет только регулярного распределения

$\varepsilon(h)$. В дециметровом диапазоне влиянием турбулентных флуктуаций ε , как показывает сравнение с экспериментальными данными, можно пренебречь, а при расчете амплитуды эквивалентных источников ограничиться «нулевым» приближением. Амплитуда $E_Q(y, z)$ в работе [4] рассчитывалась по интерференционным формулам [10].

В сантиметровом диапазоне обнаруживается «чувствительность» метода Кирхгофа к точности вычисления граничного поля E_Q при переходе от освещенной области к зоне тени. Для расчета среднеквадратического значения амплитуды вблизи границы геометрической тени в этом случае можно применить метод диффузии лучей [11, 12].

Расстояние от передатчика до плоскости Q , на которой вычисляются эквивалентные источники в работах [3, 4], составляет $R_0 \sim 10^4 \dots 10^5$ м, интервал высот $0 < h < 300$ м. При длине волны $\lambda = 3$ см для этих значений R_0 имеют место неравенства

$$R_0 \gg L_0 \gg \lambda, \quad \sqrt{\lambda R_0} \ll L_0, \quad (9)$$

где $L_0 \approx 0,4h = 60$ м. В этом случае можно пользоваться лучевыми представлениями и рассматривать распространение луча как случайный процесс без последствия (непрерывную цепь Маркова) [12]. Тогда можно найти вероятность $w(\theta, x)$ того, что луч, вышедший из начала координат в направлении оси x и прошедший расстояние x , отклонится от плоскости zox на угол θ . В нашем случае θ не превышает $0,5^\circ$. Для таких малых углов функция углового распределения лучей $w(\theta, x)$ удовлетворяет уравнению Эйнштейна – Фоккера – Колмогорова [12]:

$$\frac{\partial w}{\partial x} = D \frac{\partial^2 w}{\partial \theta^2},$$

где D – коэффициент диффузии луча.

Коэффициент диффузии определяется через коэффициент корреляции $N(x, y, z)$ и дисперсию флуктуаций показателя преломления $\langle n^2 \rangle$, вычисленные в пределах интервала локальной однородности:

$$D = - \langle n^2 \rangle \int_0^\infty \left[\frac{\partial^2 N}{\partial y^2} \right]_{y=z=0} dx,$$

причем под интегралом значение второй производной берется при $y = z = 0$.

Мелкомасштабные флуктуации, которые можно характеризовать корреляционной функцией, вычисленной в пределах интервала локальной однородности, создают равномерный фон [13]. Этот фон в радиодиапазоне не вносит существенных изменений в результаты расчета коэффициента ослабления.

В оптическом диапазоне для этих флуктуаций удовлетворяются неравенства (9), и их также можно учесть в расчетах методом диффузии лучей.

Нужно отметить, что неравенство $\sqrt{\lambda R_0} \ll L_0$ ограничивает допустимое значение пройденного волной расстояния R_0 , при которых применимы МГО и метод диффузии лучей. Поэтому метод эквивалентных источников может оказаться эффективным для приближенных оценок поля на загоризонтных трассах малой протяженности (до ~ 100 км).

Выводы

Вид структурной функции поля диэлектрической проницаемости $\varepsilon(\mathbf{r})$ в случае анизотропной среды отличается от «закона 2/3», характерного для зоны свободной конвекции,

наличием области локальной однородности мелкомасштабных флуктуаций. В случае слоистой тропосферы в структурной функции можно выделить несколько участков локальной однородности. Эта особенность характерна практически для всех реализаций $\epsilon(\mathbf{r})$. Интервал локальной однородности мелкомасштабных флуктуаций для выбранной модели среды составляет 0,2 – 0,3 м. Второй интервал соизмерим с внешним масштабом турбулентности и составляет 15 – 25 м.

При исследовании корреляционных функций мелкомасштабных флуктуаций первый из указанных интервалов можно рассматривать как максимальную протяженность реализации $\epsilon_i(y, z)$, при которой оценки выборочных корреляционных функций и радиусов «быстрых» флуктуаций приводят к близким результатам для разных реализаций $\epsilon_i(y, z)$. Увеличение объема $\epsilon_i(y, z)$ выборок приводит к неоднозначным оценкам из-за неоднородности (нестационарности) поля $\epsilon(y, z)$.

В пределах интервалов локальной однородности можно найти корреляционные функции и дисперсии мелкомасштабных и крупномасштабных флуктуаций диэлектрической проницаемости. Эти данные позволяют использовать метод диффузии лучей для расчета поля эквивалентных источников на границе геометрической тени.

Список литературы: 1. Хитни Г.В., Рихтер, Ю.Х., Папперт, Р.А., Андерсон, К.Д., Баумгартнер, Дж.Б. Распространение радиоволн в тропосфере : Обзор // ТИИЭР. – 1985. – Т.73. – №2. – С.106-128. 2. User's Manual for Advanced Refractive Effects Prediction System [Электронный ресурс] / Space and Naval Warfare Systems Center, Pacific Atmospheric Propagation Branch (5548) San Diego, CA. – 2009. – С. 1–336. Режим доступа: <http://areps.spawar.navy.mil>. 3. Петров, В.А., Ключева, А.Н., Павлова, О.Л. Оценка текущих условий загоризонтного распространения УКВ по заданному пространственному распределению коэффициента преломления воздуха // Радиотехника. – 2011. – Вып.166. – С. 214 – 222. 4. Жуков, Б.В., Ключева, А.Н., Петров, В.А. Оценка дистанционных зависимостей УВЧ радиополя над морем для произвольных высотных профилей коэффициента преломления воздуха // Радиотехника. – 2011. – Вып. 164. – С. 58 – 65. 5. Pavlova, O.L., Petrov, V.A. The Mathematical Modeling of Radiation Patterns of Receiving Antennas on Tropospheric Paths // Antenna Theory and Techniques. – 2011. – P. 282-284. 6. Shilyaeva, O. The Calculation of Azimuthal Distribution of Field on Tropospheric Paths. Fresnel Diffraction // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science. – 2012. – P.109. 7. Экспериментальное исследование дальнего тропосферного распространения ультракоротких радиоволн / Под ред. Я. С. Шифрина. – Харьков : АРТА, 1964. – 103 с. 8. Шарыгин, Г.С. Статистическая структура поля УКВ за горизонтом. – М. : Радио и связь, 1983. – 140с. 9. Татарский, В.И. Распространение волн в турбулентной атмосфере. – М. : Наука, 1967. – 548 с. 10. Калинин, А.И. Распространение радиоволн на трассах наземных и космических радиолиний. – М. : Связь, 1979. 296с. 11. Фейнберг, Е.Л. Распространение радиоволн вдоль земной поверхности. – М. : АН СССР, 1961. – 546 с. 12. Чернов, Л.А. Волны в случайно-неоднородных средах. – М. : Наука, 1977. – 170с. 13. Лобкова, Л.М. Статистическая теория антенн сверхвысоких и оптических частот. – М. : Связь, 1975. – 176с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.08.2012

КОРРЕЛЯЦИОННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ СИСТЕМЫ ТЕМПЕРАТУРНОГО РАДИОАКУСТИЧЕСКОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ

Введение

Метод радиоакустического зондирования (РАЗ) атмосферы в течение длительного времени развивался на базе доплеровской радиолокации пакета акустических волн, распространяющегося в атмосфере в направлении зондирования. Однако ряд особенностей, присущих только методу РАЗ и существенно отличающих такой метод от доплеровской радиолокации точечных целей, заметно затруднил внедрение его в практику метеонаблюдений. В частности, это необходимость непрерывного поддержания условия Брэгга при распространении акустического пакета по трассе зондирования; при этом достигается потенциальная точность регистрации температуры воздуха [1]. Существование высотного хода температуры воздуха в атмосфере, особенно заметного в пограничном ее слое, приводит к нарушению условия Брэгга, в результате чего снижается эффективность метода.

Известные способы поддержания условия Брэгга либо снижают оперативность регистрации профиля [2, 3] либо усложняют техническую реализацию метода [4]. Одним из способов, позволяющих в какой-то мере избежать трудности в поддержании условия Брэгга по трассе зондирования, является использование широкополосного акустического излучения [5]. Авторами работы [6] предложен корреляционный метод обработки отраженного от акустического пакета радиосигнала, предположительно позволяющий повысить эффективность метода: снизить зависимость погрешности регистрации профиля температуры от точности поддержания условия Брэгга и ускорить регистрацию профилей. Информацию о скорости акустического пакета в этом способе несет параметр расстройки условия Брэгга q . В отличие от доплеровского способа обработки сигналов, для которого разработаны и апробированы в экспериментах методики зондирования и алгоритмы извлечения метеорологической информации из данных РАЗ [2], для корреляционной обработки эти практические вопросы не решены.

Данная работа посвящена разработке методик и принципов построения аппаратуры обработки в системах температурного радиоакустического зондирования атмосферы.

Разработка способов регистрации вертикальных профилей температуры

Для радиоакустических систем функция неопределенности, аналог известной из радиолокации, представляет собой корреляционный интеграл рассеянного при некотором значении параметра расстройки условия Брэгга сигнала F_e и предварительно заданного опорного колебания F [6]. В таких системах для корректной обработки опорный сигнал должен выбираться согласно функции рассеяния используемых зондирующих акустического и электромагнитного колебаний [7]. Графический вид функции неопределенности – тело неопределенности – представляет собой модуль интеграла

$$\Psi(r_d, q) = \int_{-\infty}^{\infty} F_e(r, q_0) \cdot F^*(r - r_d, q) dr, \quad (1)$$

где r_d – относительное смещение принимаемого и опорного сигналов по дальности.

Следует отметить, что характер тела неопределенности будет меняться в зависимости от взаимной расстройки условия Брэгга, относительного смещения сигналов вдоль пространственной координаты и значения величины q_0 , при которой формируется рассеянный сигнал. Для различных значений величины q_0 , при котором формируется рассеянный сигнал, струк-

тура тела неопределенности будет различной, даже в случае использования одной и той же пары зондирующих акустического и электромагнитного колебаний, что является существенным отличием введенной функции неопределенности от классической. По виду тела неопределенности, количеству и характеру его центрального и боковых пиков, можно судить о потенциальной точности определения параметров атмосферы для выбранных зондирующих радиоакустических сигналов.

Процедура оценки параметра q в соответствии с предложенным алгоритмом требует вычисления совокупности модулей корреляционных интегралов (1) для некоторой фиксированной реализации входного сигнала $F_e(r, q_0)$ и множества опорных сигналов $F(r, q)$. Максимальное значение модуля корреляционного интеграла будет соответствовать значению искомой оценки параметра q . Поскольку характер опорного сигнала $F(r, q)$ будет различным для различных значений параметра q даже в случае использования одного и того же зондирующего радиоакустического сигнала, структура устройства обработки должна содержать совокупность корреляторов с различными опорными сигналами. Практическая реализация предложенного алгоритма обработки требует конечного числа дискретных изменений величины q в опорном сигнале. При этом количество дискретных значений параметра q должно соответствовать количеству опорных сигналов, изменяющих свою амплитудную и фазовую структуру при изменении q . Следовательно, число каналов обработки N при таком алгоритме равно числу оцениваемых значений q , или, в общем случае, числу значений q , неправильное оценивание которых недопустимо.

Применяя корреляционную обработку сигналов системы РАЗ для регистрации вертикальных профилей температуры, скорость акустического пакета в атмосфере можно найти по формуле [6]

$$C_n = \frac{2\pi f_n}{\frac{4\pi f}{c} - q}, \quad (2)$$

где f_n – частота синусоидального заполнения акустического пакета; f – рабочая частота радиолокатора; c – скорость распространения радиоволн; q – параметр расстройки условия Брэгга.

Используя (2), можно найти выражение для расчета температуры воздуха:

$$T, K = \left[\frac{2\pi f_n}{a \left(\frac{4\pi f}{c} - q \right)} \right]^2, \quad (3)$$

В формуле (3) предполагается, что вертикальная составляющая скорости ветра, во-первых, существенно ниже скорости звука и ею можно пренебречь, а, во-вторых, является знакопеременной величиной [8]. Выполнив в эксперименте оценку параметра расстройки q по всей трассе зондирования, можно провести регистрацию вертикального профиля температуры воздуха. Методика корреляционной обработки результатов температуры радиоакустического зондирования атмосферы изложена в работе [9] и заключается в следующем.

Рассеянные акустическим импульсом электромагнитные колебания принимают, усиливают, в дальнейшем последовательно перемножают в корреляторе с сигналами, сформированными в соответствии с функцией рассеяния, которая имеет вид

$$F(r, q) = \int E(2r' - r) S^*(r') e^{jq r'} dr', \quad (4)$$

где r – пространственная расстройка (смещение) сигналов; E, S – комплексные огибающие колебаний [10]. Затем для каждого уровня трассы зондирования последовательно сравнива-

ют амплитуду выходных сигналов коррелятора между собой и по результатам сравнения в компараторе амплитуд выходных сигналов коррелятора с каждого уровня трассы выделяют максимальный из них. Этот сигнал и определяет значение параметра расстройки q на данном уровне трассы зондирования. При использовании выражения (3) становится возможным, если известны технические параметры зондирующей системы и некоторые физические параметры атмосферы, провести расчет значения температуры атмосферного воздуха на этом уровне.

Однако традиционная корреляционная обработка при ее использовании для радиоакустических сигналов не позволяет получить потенциальную точность регистрации вертикальных профилей температуры воздуха. Причиной возникновения погрешности температуры при такой обработке является существование зависимости выходного сигнала коррелятора от выходных сигналов генераторов опорных сигналов, которые формируются в соответствии с функцией рассеяния (4). Как известно, например [11], оптимальная аппаратура обработки приемного устройства радиолокационной станции формирует сигнал, который имеет две составляющие: первая – отвечает за энергию принимаемого сигнала, вторая – за степень корреляции опорного напряжения и принимаемого сигнала. При радиоакустическом зондировании атмосферы зависимость мощности принимаемого сигнала от условия Брэгга описывается выражением вида $E(q) = \int F^2(r, q) dr$ (5), вследствие чего первая составляющая принимаемого сигнала с заданного уровня трассы зондирования может изменяться от того, в какой мере на этом уровне выполняется условие Брэгга. В соответствии с устоявшейся методикой многоканальной корреляционной обработки радиолокационных сигналов вообще при радиоакустическом зондировании на один вход многоканального коррелятора необходимо подать принимаемый сигнал с избранного уровня трассы зондирования, и, одновременно, на 1, 2, ... N других входов коррелятора следует подать сигналы генератора опорных сигналов, энергия которых изменяется в соответствии с функцией $E(q) = \int F^2(r, q) dr$. Поскольку в общем случае вид огибающей энергии этих сигналов задается подобной резонансной кривой, то выходные напряжения сигналов коррелятора, или входные напряжения компаратора, будут зависеть не только от взаимной корреляции опорного напряжения и принимаемого сигнала (что является решающим для принятия положительного решения оптимального обнаружителя), но и от амплитуд выходных сигналов генератора опорных сигналов, которые должны отвечать функции рассеивания. В таком случае компаратор может ошибочно зафиксировать максимальный сигнал с выхода коррелятора, что приведет возникновению ошибки определения q , и, соответственно, к погрешности измерения температуры на данном уровне трассы зондирования. Избежать возникновения погрешности подобного рода можно, исключив влияние амплитуды выходного сигнала генератора опорных сигналов на амплитуды выходных сигналов коррелятора с каждого уровня трассы зондирования, корректируя выходной сигнал каждого канала коррелятора сигналом, сформированным в соответствии с функцией $E(q) = \int F^2(r, q) dr$ [12].

Для корреляционной обработки радиоакустических сигналов необходимо формировать количество опорных сигналов, соответствующее количеству каналов. Число таких каналов определяется разрешающей способностью по значению q , в свою очередь зависящего от вертикального градиента температуры воздуха. Для регистрации вертикальных профилей температуры воздуха с разрешением по слоям, приемлемым для практики метеонаблюдений в пограничном слое, число каналов корреляционной обработки может достигать 80 [13].

С целью оптимизации аппаратуры РАЗ количество каналов корреляционной обработки принятых сигналов можно сократить до двух. Для этого необходимо обеспечить работу систем радиоакустического зондирования в следящем режиме, который используется в классической радиолокации. Особенностью классической следящей системы является использование значения оцениваемых параметров, определенных на предыдущих циклах наблюде-

ния, что позволяет упростить оптимальную схему обработки принимаемых сигналов [14]. Алгоритм работы классической следящей системы отвечает уравнению

$$\int_0^T x(t)u(t, a - \Delta a)dt - \int_0^T x(t)u(t, a + \Delta a)dt = 0, \quad (6)$$

где $u(t, a - \Delta a)$ та $u(t, a + \Delta a)$ – весовые функции [15].

Для работы в следящем режиме необходимо в системах РАЗ реализовать схему классической следящей системы, которая учитывает особенности формирования отраженного радиосигнала при радиоакустическом зондировании. Следящая система должна отвечать уравнению (6), где в качестве весовых функций должна выступать функция рассеяния.

Рассмотрим алгоритм работы, соответствующий уравнению (6), в случае его применения при радиоакустическом зондировании для слежения по параметру q . Известно, что функция правдоподобия параметра q при радиоакустическом зондировании имеет один четко выраженный максимум (рис.1), поэтому, если максимум наблюдается, например, при $q = q_0$, то существуют такие значения параметра q как

$$q_1 = q_0 - \Delta \text{ и } q_2 = q_0 + \Delta, \quad (7)$$

при которых функция правдоподобия имеет одинаковые значения (рис.2), то есть, если сигнал $F(r, q_0)$, который принимается с данного уровня трассы зондирования, характеризуется значением параметра $q = q_0$, то корреляционные интегралы принимаемого сигнала и опорных сигналов, сформированных с параметрами q_1 и q_2 , будут равными по значениям

$$\int_0^T F(r, q_0)F(r, q_1)dr = \int_0^T F(r, q_0)F(r, q_2)dr, \quad (8)$$

где $F(r, q_1)$ и $F(r, q_2)$ – опорные сигналы, сформированные с использованием функции рассеяния.

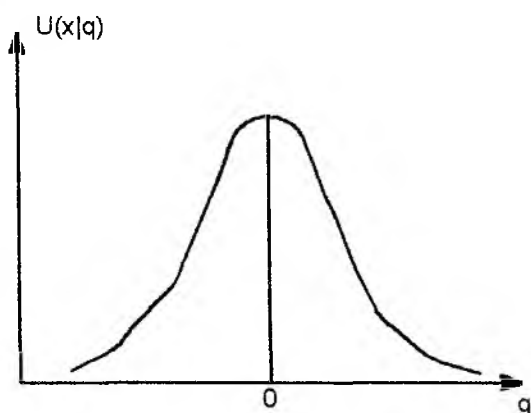


Рис. 1. Функция правдоподобия параметра q в случае если выполняется условие Брэгга при формировании рассеянного радиосигнала

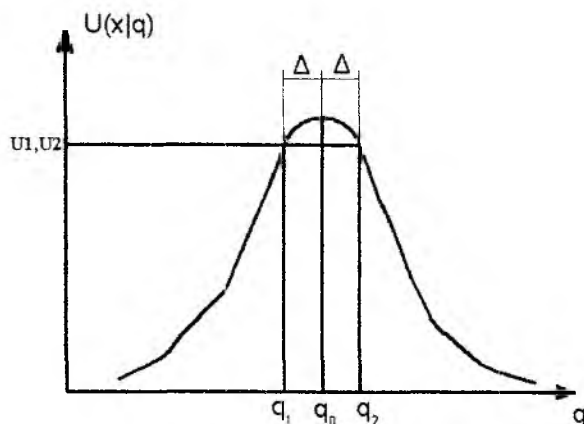


Рис. 2. Значения функции правдоподобия U_1, U_2 в случае величин параметра расстройки условия Брэгга q_1 и q_2

Таким образом, принимая сигнал $F(r, q_m)$ со следующего уровня трассы зондирования, который характеризуется, например, параметром $q = q_m$, корреляционные интегралы сигнала, который принимается с последующего уровня трассы зондирования, и опорных сигналов, сформированных с параметрами q_1 и q_2 , будут отличаться на некоторое значение (рис.3)

$$x = \int_0^T F(r, q_m) F(r, q_1) dr - \int_0^T F(r, q_m) F(r, q_2) dr, \quad (9)$$

которое зависит от того, на сколько параметр q_m следующего уровня трассы зондирования отличается от параметра q_0 на предыдущем уровне трассы зондирования, то есть x зависит от значения $y = q_m - q_0$ (рис. 3), где y – это разница между параметрами q , которыми характеризуются сигналы, принятые с двух соседних уровней трассы. Зная зависимость $x(y)$ (рис. 4) и значение параметра q на данном уровне трассы зондирования, можно оценить значение параметра q на следующем уровне трассы, для чего, определив значение x , необходимо выбрать соответствующее значение y на зависимости $x(y)$ и рассчитать по формуле

$$q_m = q_0 + y, \quad (10)$$

где q_0 – это значения параметра q на данном уровне трассы зондирования, q_m – значения параметра q на следующем уровне.

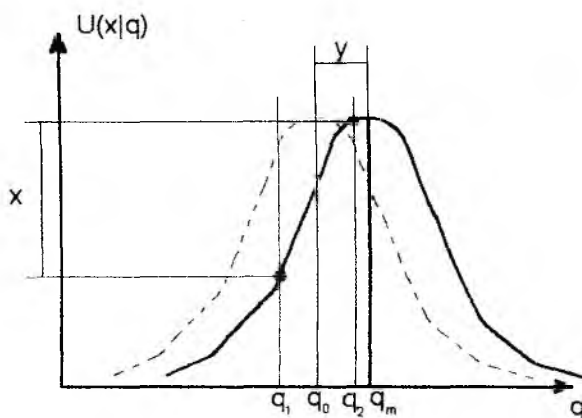


Рис. 3. Разница x между корреляционными интегралами принимаемого сигнала $F(r, q_m)$ и опорными сигналами $F(r, q_1)$ и $F(r, q_2)$

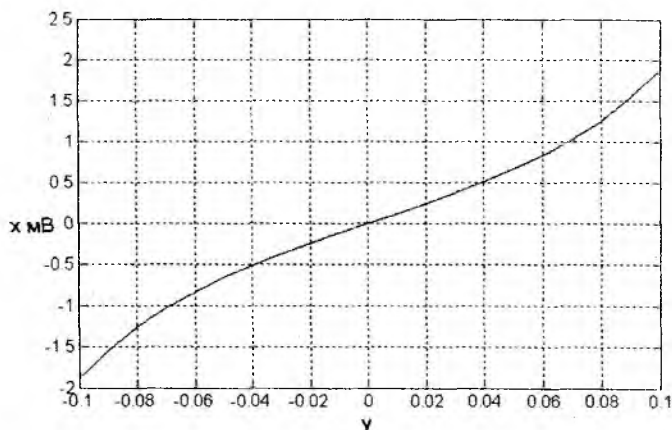


Рис.4. Пример зависимости $x(y)$ в случае использования зондирующих сигналов с прямоугольными огибающими

Определив q_m , необходимо найти следующие значения параметров q двух опорных сигналов q_{1m} та q_{2m} , для которых верно уравнение

$$\int_0^T F(r, q_m) F(r, q_{1m}) dr - \int_0^T F(r, q_m) F(r, q_{2m}) dr = 0, \quad (11)$$

и которые используются для оценки x на следующем уровне трассы, аналогично формулам (7), $-q_{1m} = q_m - \Delta$ и $q_{2m} = q_m + \Delta$.

Таким образом, происходит подстройка опорных колебаний при обработке сигнала с каждого последующего уровня трассы зондирования, используя значение q , определенное для предыдущего уровня трассы, чтобы оценивать разницу между параметрами q соседних уровней.

Заключение

Проведенный анализ позволяет сделать следующие выводы.

1. Для регистрации вертикальных профилей температуры воздуха аппаратурой РАЗ с корреляционной обработкой отраженных сигналов и достаточным для практики метеонаблюдений разрешением по высоте необходимо заметно увеличивать количество каналов обработки по сравнению с числом каналов при доплеровской обработке.

2. Для оптимизации алгоритма и аппаратуры корреляционной обработки таких сигналов целесообразно применение схем слежения за параметром расстройки условия Брэгга q , которые позволят существенно упростить схему обработки принимаемых сигналов.

Список литературы. 1. *Каллистратова, М.А., Кон, А.И.* Радиоакустическое зондирование атмосферы. – М. : Наука, 1985. – 195с. 2. *Оценка погрешностей двух методик радиоакустического температурного зондирования атмосферы. Сообщение 1. Разработка эксперимента / Бабкин С.И., Куценко В.И., Максимова Н.Г. и др. // Радиотехника. – Харьков : Вища шк. – 1987. – Вып. 82. – С. 78-83.* 3. *Оценка погрешностей двух методик радиоакустического температурного зондирования атмосферы. Сообщение 2 / Бабкин С.И., Куценко В.И., Максимова Н.Г. и др. // Радиотехника. – Харьков : Вища шк. – 1988. – Вып. 84. – С. 98-105.* 4. *Горелик, А.Г., Жежерин, В.Р., Каллистратова, М.А. и др.* Оперативные измерения профиля температуры методом радиоакустического зондирования с автоматической подстройкой под условие Брега // XIV Всесоюз. конф. по распространению радиоволн : тез. докл., Ленинград, октябрь 1984. – М. : Наука, 1984. – Ч. 2. – С.276-278. 5. *Патент України. № 89342.* Спосіб дистанційної реєстрації вертикальних профілів температури повітря радіоакустичним зондуванням атмосфери / Карташов В.М., Бабкін С.І., Волох А.В., Семеняка А.В., Пащенко С.В., Яценко П.О. Опубл. бюл.№1 від 11.01.2010 р. 6. *Карташов, В.М., Волох, А.В., Радионова, В.В.* Тела неопределенности зондирующих сигналов систем радиоакустического зондирования атмосферы // Радиотехника. – Вып. 150. – С. 94 -99. 7. *Карташов, В.М.* Модели и методы обработки сигналов систем радиоакустического и акустического зондирования атмосферы. – Харьков : ХНУРЭ, 2011. – 233 с. 8. *Хргиан, А.Х.* Физика атмосферы. – Л. : Гидрометеиздат, 1969. – 647 с. 9. *Патент України № 89344.* Спосіб радіоакустичного зондування атмосфери для дистанційної реєстрації вертикального профіля температури повітря / Карташов В.М., Бабкін С.І., Волох А.В., Семеняка А.В., Пащенко С.В., Яценко П.О. Опубл. бюл.№1 від 11.01.2010 р. 10. *Карташов, В.М.* Розвиток теорії та удосконалення систем радіоакустичного і акустичного зондування атмосфери : автореф. дис. д-ра техн. наук. – Харків, 2003.- С.13-14. 11. *Теоретические основы радиолокации / под ред. В.Е.Дулевича – М. : Сов. радио, 1978. – С.70.* 12. *Патент України № 97612.* Спосіб радіоакустичного зондування атмосфери для реєстрації вертикального профілю температури / Карташов В.М., Бабкін С.І., Пащенко С.В., Куля Д.М. Опубл. бюл.№ 4 від 27.02.2012 р. 13. *Фалькович, С.Е., Хомяков, Э. Н.* Статистическая теория измерительных радиосистем. – М. : Радио и связь, 1981. – 287с. 14. *Дымова, А.И., Альбац, М.Е., Бонч-Бруевич, А.М.* Радиотехнические системы / под ред. А.И. Дымовой : учебник для вузов. – М. : Сов. радио, 1975. – 440 с.

П.П. ЛОШИЦКИЙ, д-р техн. наук, Д.Ю. МИНЗЯК

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН ДЛЯ ДИСТАНЦИОННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ СВОЙСТВ ВОДНЫХ РАСТВОРОВ

1. Введение

Развитие исследований взаимодействия коротковолнового сверхвысокочастотного электромагнитного излучения с различными водными растворами существенно расширило представление о физических явлениях, имеющих место при подобном взаимодействии. Фактически можно говорить о создании высокоточных методов диагностики состояния биологических объектов. Использование этих методов в различных областях химии, медицины и физики становится актуальной задачей на современном этапе развития исследований.

Взаимодействия электромагнитных излучений различных частотных диапазонов с веществом используются для определения параметров этого вещества. Наиболее разработанными считаются оптические методы определения концентраций и фракционного состава малых частиц в газах и жидкостях, которые основываются на измерении таких характеристик как:

- прозрачность;
- степень поляризации рассеяния света;
- индикатриса рассеяния;
- дифракционная картина;
- голографическая картина [1].

Таким образом, вещество, взаимодействующее с излучением, модулирует несущий сигнал, то есть меняет его амплитуду, форму, фазу, частотные свойства. Модулированный веществом сигнал является материальным носителем информации об этом веществе.

С другой стороны, известно, что физические факторы, в том числе электромагнитные излучения крайне низкой интенсивности, влияют на свойства и функционирование биологических объектов [2]. При взаимодействии биологических объектов с физическими факторами первичной «мишенью» является вода [3]. Изменение свойств воды и образование радикалов воды, влияющих на биологические объекты, которые находятся в воде или содержат воду, регулируют жизнедеятельность живых организмов или меняют свойства биологических объектов при воздействии физических факторов даже очень слабых интенсивностей. Учитывая, что вода обладает свойством сохранять изменения состояния, вызванные внешними воздействиями («памятью») [4], можно полагать, что существует возможность изменения свойств водных растворов при дистанционном контакте с заданным химическим веществом под воздействием электромагнитного излучения.

В работе [5] описываются результаты воздействия химических веществ, находящихся в запаянной ампуле, на взвесь микроорганизмов, передачу свойств химического вещества с помощью антенн, в качестве которых использовались акупунктурные иглы, а также обычные проводники, соединяющие вещество и биологический объект.

Данная методика не получила развития, во всяком случае в литературе авторы не находили ее использования. Такое положение вещей может быть связано как с определенной необъективностью приводимых результатов, так и со сложностями овладения методов, для которых нужно затратить много времени и сил даже квалифицированному специалисту в области рефлексотерапии [5].

На более высоком научном уровне похожие идеи развиваются в работе [6], посвященной волновой генетике.

Волновая генетика – это сравнительно новое направление в биологии. Предлагаемое положение о кодовых полях распределенной системы хромосомных излучателей (в дополнение к известному матричному синтезу белков) представляет не только теоретический интерес, но имеет также большое практическое значение. Уже сейчас видны перспективы его

использования в электронике, молекулярной биотехнологии, онкологии, геронтологии и других разделах медицины. Комплексный подход к анализу работы генетического аппарата позволяет понять механизмы фрактальной свертки пространственно-временных характеристик биосистемы в ее хромосомах с учетом их микроокружения.

В экспериментах с использованием спектроскопии корреляции фотонов проведено доказательство генерации гелями ДНК *in vitro* акустических солитонов, в рамках явления возврата Ферми – Паста – Улама. Практические исследования включили в себя также опыты по дистанционной трансляции излученных сигналов от зародышей к эмбриональной ткани с помощью электромагнитных излучений, что согласуется с известными экспериментами Дзянь-Каньдженя (г. Хабаровск).

Данное направление исследований не получило ни широкого распространения, ни достаточного внедрения в практическую медицину. Таким образом, имеется ряд теоретически перспективных направлений, в которых надежд и ожиданий значительно больше полученных практических результатов.

Цель работы – исследование возможностей применения электромагнитного излучения миллиметрового диапазона длин волн для дистанционного определения, регулирования и управления свойствами водных растворов, используя эффект «памяти воды».

2. Основная часть

2.1. Дистанционное определение концентрации

Вода и водные растворы обладают особыми свойствами, которых не имеют другие жидкости. Одним из таких свойств является «память воды», суть которого сводится к тому, что спонтанные колебания воды связаны с образованием гигантских гетерофазных кластеров [7]. Свойства этих кластеров сильно зависят от наличия примесей в самом незначительном количестве, а также от внешних воздействий крайне низких интенсивностей. При этом спонтанные колебания одного раствора способны воспринимать и реагировать на колебания других водных растворов, изолированных диэлектрической емкостью и помещенных в данный раствор [4]. Спонтанные колебания массы жидкости влекут за собой локальные колебания температуры в объеме жидкости. В работе [8] показано, что по стохастическим колебаниям (флуктуациям) локальной температуры с помощью соответствующей статистической обработки можно определить концентрацию растворенных в воде веществ. Используя память воды, данную методику можно модернизировать. Закрытая емкость с раствором неизвестной концентрации помещается в сосуд с водой, в котором измеряются флуктуации дифференциальной локальной температуры. Для «стабилизации» процесса измерений и увеличения амплитуды изменения флуктуаций температуры используют эффект стохастического резонанса [9], для этого емкость с неизвестной концентрацией раствора облучают широкополосным шумом крайне высоких частот и очень низкой интенсивности (частотой $57 - 68 \text{ ГГц}$ с уровнем спектральной плотности шума $10^{-19} \text{ Вт/Гц}\cdot\text{см}^3$). Обработка результатов измерений и определение неизвестной концентрации раствора осуществляется методом, описанным в работе [8].

2.2. Изменение электромагнитной волны при взаимодействии с веществом

Не искажая свойств среды, электромагнитное излучение обеспечивает получение данных об ансамбле исследуемых частиц взвеси и позволяет зафиксировать динамику изменения состояния вещества с высоким временным разрешением.

Сущность взаимодействия электромагнитных волн с веществом сводится к интерференции падающей первичной волны с вторичными волнами, возникающими вследствие колебания электронов и ионов вещества, обусловленных действием поля первичной волны. Несмотря на то, что количественная теория о поглощении и рассеянии электромагнитных излучений произвольными биологическими дисперсными средами отсутствует, важную информацию о взаимодействии вещества и излучения можно получить на основе изучения взаимодействия излучения с модельными средами [10, 11]. При этом известно, что в оптическом диапазоне рефракцию смеси веществ R можно вычислить, если известны рефракции r_1 ,

r_2, \dots – ее отдельных компонент и их процентное содержание c_1, c_2, \dots – в смеси:
 $100 \cdot R = c_1 \cdot r_1 + c_2 \cdot r_2 \dots$

Этот результат означает, что под воздействием электромагнитного излучения поведение молекул каждой компоненты остается таким же, независимо от того, взята ли данная компонента отдельно или в смеси с другими.

3. Экспериментальные измерения

3.1. Определение концентрации

На рис.1 приведена схема дистанционного измерения концентраций.

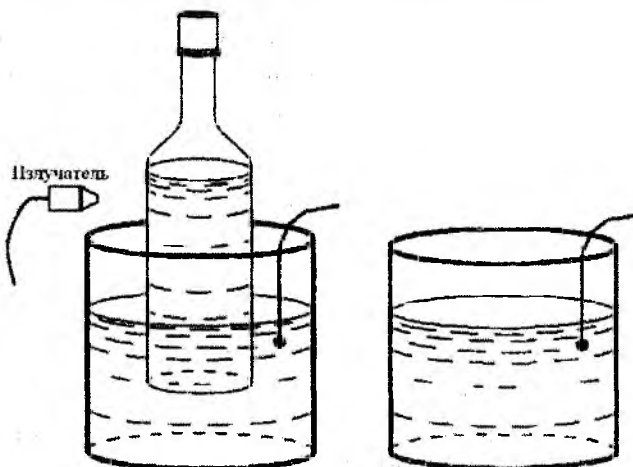


Рис.1 Схема дистанционного измерений концентрации раствора

В качестве модельных объектов измерений использовались бутылки с алкогольными напитками, в которых измеряли содержание этилового спирта и глюкозы. Эти вещества были выбраны благодаря легкости измерения стандартными методами относительно точных концентраций спирта и сахара, а также возможности сравнить с результатами, полученными разработанной методикой. Результаты части измерений приведены в табл. 1.

Таблица 1

Напиток	Спирт (разработанная методика)	Сахар (разработанная методика)	Спирт (стандартная методика)	Сахар (стандартная методика)
«Мартини» 15 %	13,8 %	-	14,1 %	-
«Мартини» 15 %	14,7 %	-	14,9 %	-
Вино «Кадарка»	11,1 %	32 г/дм ³	11, %	39 г/дм ³
Вино «Мускат»	15,6 %	12 г/дм ³	16 %	14 г/дм ³

Данные, полученные по стандартной методике, подразумевают ГОСТ3639–79 (Межгосударственный стандарт. Растворы водно-спиртовые).

В таблице размерность единиц измерений приведена к обычно применяемым – спирт в процентах объема, а сахар – в граммах на кубический дециметр.

Основной вклад в погрешность измерений вносит ошибка калибровки эталонных измерений. Результаты дистанционных измерений достаточно хорошо совпадают с результатами непосредственного измерения параметров растворов.

3.2. Регулирование жизнедеятельности микроорганизмов

В качестве объекта исследований дистанционного воздействия химических веществ использовались сточные воды дрожжевого производства и перекись водорода. Сточные воды дрожжевого производства после сепарации первой ступени содержат дрожжевые клетки в концентрации 10^6 – 10^7 условных единиц в 1 см³. Выживаемость дрожжевых клеток резко уменьшается при наличии в окружающей среде перекиси водорода (H₂O₂). Повышение концентрации H₂O₂ обратно пропорционально выживаемости. Экспериментальные исследования проводились по схеме, приведенной на рис.2.

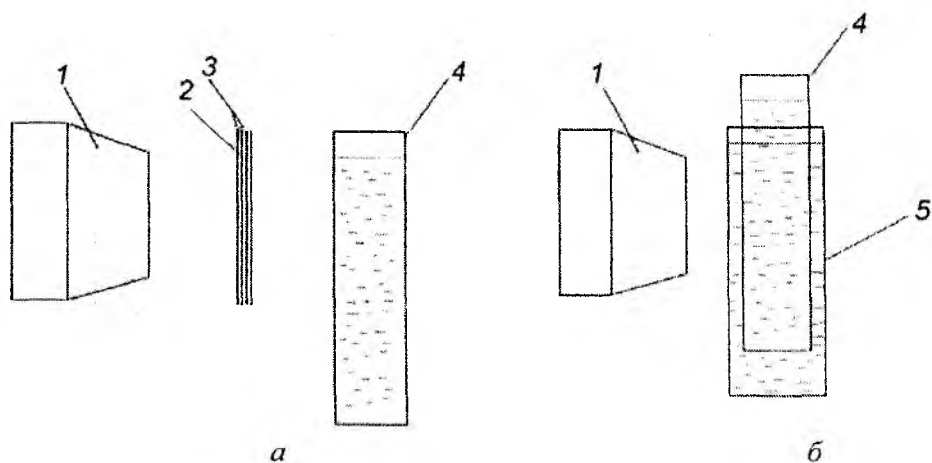


Рис.2. Схема обработки сточных вод дрожжевого производства:

1 – генератор электромагнитного излучения крайне высокой частоты; 2 – тонкий слой раствора H_2O_2 концентрации 35 %, помещенный в «модулятор» 3; 4 – емкость со сточной водой дрожжевого производства с концентрацией $n \cdot 10^6$ КОЕ/см³; 5 – сосуд с раствором H_2O_2 концентрации 35 %

Пробирки со сточной водой дрожжевого производства с концентрацией $n \cdot 10^6$ КОЕ/см³ (количество образованных единиц) облучались широкополосным шумовым излучением крайне высокой частоты 57–68 ГГц с уровнем спектральной плотности шума 10^{-19} Вт/Гц·см³. При этом в одном случае (рис.2, а) КВЧ-излучение проходило через две плоскопараллельные стеклянные пластинки, которые удерживались вместе силами поверхностного натяжения раствора H_2O_2 концентрацией 35 %, помещенного между пластинками, а во втором случае (рис.2, б) пробирка со сточной водой находилась в сосуде с раствором H_2O_2 такой же концентрации. Влияние облучения на сточную воду оценивалось путем подсчета количества дрожжевых клеток в камере Горяева по стандартной методике.

В качестве контроля использовалась пробирка со сточной водой, которая подвергалась КВЧ-облучению в течение двадцати минут, а между стеклянными пластинами находился раствор дистиллированной воды.

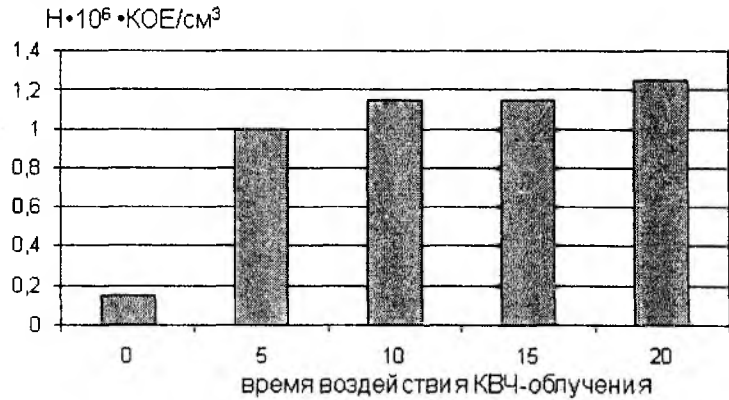
Аналогичные опыты проводились при воздействии низкочастотным импульсным излучением (меандр) с частотой повторения 100 кГц и амплитудой 4 В. Каждая серия экспериментов проводилась в трех повторностях. В табл. 2 приведены результаты экспериментов (средние по каждой серии).

Таблица 2

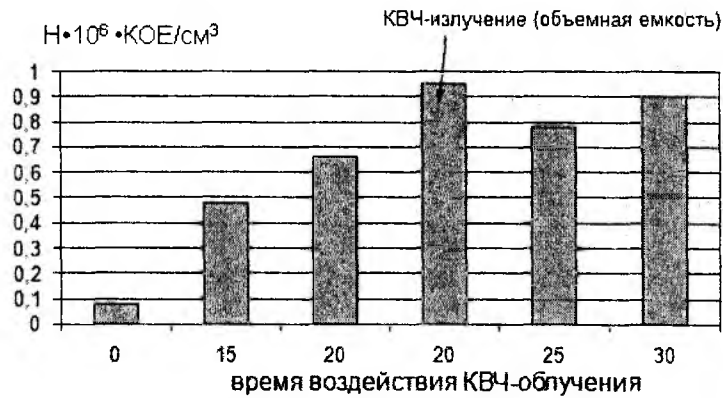
Результаты исследования обработки сточных вод дрожжевого производства

Воздействующий фактор	Время воздействия, мин	Концентрация живых клеток $10^6 \cdot \text{КОЕ}/\text{см}^3$	Концентрация мертвых клеток $10^6 \cdot \text{КОЕ}/\text{см}^3$
КВЧ-излучение	Контроль (0)	1,4 ± 0,05	0,15 ± 0,05
	5	1,4 ± 0,05	1 ± 0,05
	10	1,4 ± 0,05	1,15 ± 0,05
	15	1,4 ± 0,05	1,15 ± 0,05
	20	1,4 ± 0,05	1,25 ± 0,05
КВЧ-излучение	Контроль (0)	1,6 ± 0,05	0,08 ± 0,05
	15	1,6 ± 0,05	0,48 ± 0,05
	20	1,6 ± 0,05	0,66 ± 0,05
	25	1,6 ± 0,05	0,78 ± 0,05
	30	1,6 ± 0,05	0,9 ± 0,05
КВЧ-излучение (объемная емкость)	20	1,6 ± 0,05	0,95 ± 0,05
НЧ-излучение	Контроль (0)	1,4 ± 0,05	0,15 ± 0,05
	10	1,4 ± 0,05	0,5 ± 0,05
	20	1,4 ± 0,05	0,85 ± 0,05

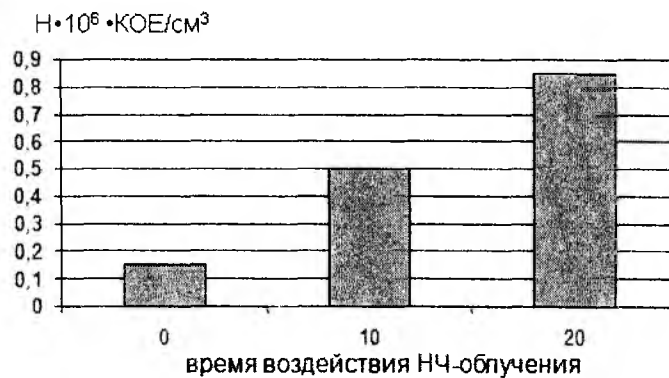
На рис.3 приведены гистограммы результатов исследования обработки сточных вод дрожжевого производства.



а



б



в

Рис. 3. Гистограммы результатов исследования обработки сточных вод дрожжевого производства: а – зависимость мертвых клеток дрожжей от времени КВЧ – облучения (для результатов первой серии исследований); б – зависимость мертвых клеток дрожжей от времени КВЧ – облучения (для результатов второй серии исследований); в – зависимость мертвых клеток дрожжей от времени НЧ – облучения. Н – концентрация мертвых клеток дрожжей

Выводы

1. Электромагнитное излучение при прохождении через вещество приобретает пространственно-временную модуляцию.
2. Экспериментально показана возможность дистанционного определения концентрации растворов.

3. Экспериментально показана возможность дистанционного регулирования свойств водных растворов, когда в качестве несущего излучения используется излучение крайне низкой интенсивности.

4. При увеличении интенсивности несущего излучения результат переноса ухудшается.

5. Увеличение объема вещества, модулирующего электромагнитное излучение, увеличивает эффект воздействия.

Список литературы: 1. *Бразилковский, В.В.* Голографический метод исследования дисперсионного состава аэрозоля / Бразилковский В.В., Вагнер В.А., Евстигнеев В.В., Еськов А.В., Пролубников В.И., Тубалов Н.П. // *Горизонты образования*. – 2006. – №8. – стр.1-9. 2. *Миллиметровые волны в медицине и биологии* / под ред. Н.Д.Девяткова. – М. : ИРЭ.АН.СССР, 1989. – 128 с. 3. *Лошицкий, П.П.* Взаимодействие биологических объектов с физическими факторами. – Киев : НТУУ «КПИ», 2009. – 272с. 4. *Пат. 7А 01С1/00 UA.* Спосіб передпосівної обробки насіння / П.П. Лошицький, Т.В. Кондратюк. – № 70781А; заявл. 28.12.2003; опубл. 15.10. 2004, Бюл. № 10, Изобретения. – 5 с. 5. *Луничев, Н.Л.* Электропунктурная диагностика, гомеотерапия и феномен дальнего действия. – М. : «Альфа-Эко» СП, 1990. – 136 с. 6. *Горяев, П.П.* Волновой геном. – М. : Общественная польза, 1994. – 280 с. 7. *Goncharuk, V.V.* Giant heterophase water clusters on glass surface / V.V.Goncharuk, E.A.Orlova, V.V.Malyarenko // XI Polish – Ukrainian Symposium on Theoretical and Experimental Studies of Interfacial Phenomena and Their Technological Applications, 22 – 26 Aug. 2007.: Book of proceedings. – Krasnobrod – Zamosc: MCSU, 2007. – P.32. 8. *Лошицький, П.П.* Дослідження концентраційних залежностей водних розчинів / П.П.Лошицький, Д.Ю.Минзяк // *Медична інформатика та інженерія*. – 2011. – №2. – С.29 – 34. 9. *Анищенко, В.С.* Стохастический резонанс как индуцированный шумом эффект увеличения степени порядка / В.С.Анищенко, А.Б.Нейман, Ф.Мосс, Л.Шиманский – Гайер // *Успехи физических наук*. – 1999. – Т.169. – №1. – С. 7 – 38. 10. *Фабелинский, И.Л.* Молекулярное рассеяние света. – М. : Наука 1965. – 542 с. 11. *Методы светорассеяния в анализе дисперсных биологических сред* / В.Н.Лопатин, А.В. Приезжев, А.Д. Апонасенко, Н.В. Шепелевич, В.В. Лопатин, П.В.Пожаленкова, И.В.Простакова – М. : ФИЗМАТЛИТ, 2004. – 384с.

НТУУ «КПИ»

Поступила в редколлегию 11.08.2012

МЕТОД РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ДЛИН ВОЛН В СЕТЯХ DWDM С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЭВРИСТИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА BCO-RWA

Введение

В современных телекоммуникационных сетях активно внедряются мультисервисные услуги, которые характеризуются большим разнообразием видов передаваемых потоков и требованиями к выделяемой пропускной способности. Это приводит к увеличению трафика, к чему особенно чувствительны транспортные сети. Современные сети характеризуются жесткими требованиями к качеству передачи. Основными методами для обеспечения качества передачи современного трафика являются: увеличение пропускных способностей сети, эффективное управление потоками в сети. Технология, позволяющая предоставить высокую скорость передачи, – это DWDM. Среди задач, которые необходимо решить при построении транспортной сети на основе технологии DWDM, следует отметить распределение длин волн (RWA). В зависимости от периодичности решения задачи распределения (назначения) длин волн можно выделить *статическое* распределение и *динамическое* распределение.

Задача статического распределения возникает, когда назначенный порядок длин волн световым маршрутам и распределения световых маршрутов не изменяется или изменяется редко (периодичность изменений – недели, месяцы).

Задача динамического распределения возникает, когда назначенный порядок длин волн световым маршрутам и распределения световых маршрутов изменяется довольно часто (периодичность изменений – минуты).

В статье рассмотрен метод статического распределения длин волн в транспортной сети на основе технологии DWDM с использованием эвристического алгоритма колонии пчел (BCO-RWA).

Обзор метода распределения длин волн при проектировании транспортной сети на основе технологии DWDM

Распределение длин в оптических сетях WDM отличается от распределения в сетях, построенных по другим технологиям. Оборудование WDM, устанавливаемое в узлах сети, не может изменять длину волны оптического сигнала, поступившего на ее вход, а следовательно, выбранная длина волны не может изменяться вдоль всего пути между узлами отправитель – получатель. По этой причине при назначении длин в сети может возникать ситуация, когда в сети на различных ее участках есть незанятые длины волн (есть не задействованные пропускные способности каналов связи), но выбрать маршрут и длину волны для обеспечения передачи информационного потока между конечными узлами невозможно. Повысить пропускную способность сети и устранить подобные блокировки возможно за счет установки оптических конверторов, которые позволяют изменять длину волны оптического сигнала. Это позволяет уменьшить количество блокировок и увеличить пропускную способность сети за счет повторного использования длин волн. Однако стоимость построения такой сети также растет, поэтому широко применяется частичное использование конверторов, то есть установка конверторов в часть узлов, которые позволяют обойти узкие места сети, связанные с невозможностью передачи двух информационных потоков на одной той же длине волны по одному и тому же оптоволокну.

Для решения задачи распределения длин волн в оптических сетях (задача RWA) применяются различные методы. Некоторые из них используют традиционные методы оптимизации, которые гарантированно найдут глобальный оптимум, например такие, как целочисленное линейное программирование [1, 2]. Такой подход к решению задачи сталкивается с проблемой «комбинаторного взрыва» (резкого увеличения количества ограничений при увели-

чении количества узлов и потоков в сети), что значительно усложняет решение задачи. Решить данную проблему удастся за счет применения эвристических алгоритмов, таких как Табу-поиск [3 – 5], алгоритм отжига [6, 7] или генетических алгоритмов [8, 9].

В работе [8] рассмотрено решение задачи распределения длин волн световым маршрутам при использовании генетического алгоритма, в основе которого лежит моделирование процесса эволюции и использование таких операций как наследование, мутации, отбор и кроссинговер. Однако такой способ имеет существенный недостаток, алгоритм находит зону локального экстремума целевой функции, после чего большое количество итераций расходуется на повышение уточнение точки локального экстремума вместо поиска глобального оптимума, что приводит к увеличению времени решения оптимизационной задачи.

В основе алгоритм отжига [6] лежит использование упорядоченного случайного поиска на основе моделирования процесса образования в веществе кристаллической структуры с минимальной энергией при охлаждении. Преимуществом алгоритма отжига является свойство избегания «ловушек» в локальных экстремумах функции за счет принятия не только изменений параметров, приводящих к уменьшению значения функции, но и некоторых изменений, увеличивающих ее значения в зависимости от параметра температуры характеризующего модулируемый процесс. Однако недостатком этого метода является высокая вычислительная сложность, это обусловлено тем, что для получения хорошего решения требуется очень медленное понижение вероятности перехода в состояние с более высоким значением целевой функции, которое приводит к большому числу итераций алгоритма.

Табу-поиск является мета-эвристическим алгоритмом локального поиска, который использует локальную процедуру поиска, заключающегося в многократном переходе из одного возможного решения к улучшению другого решения; при этом запрещаются те перемещения, которые возвращают поиск к предыдущим решениям и приводят к заикливанию алгоритма. Основным принципом, позволяющим алгоритму избегать попадания в локальный оптимум, является табу-список, который обновляется в конце каждой итерации. На каждой итерации алгоритм улучшает текущее найденное решение с учетом решений, найденных ранее. Для этого используется массив ранее найденных решений. Одна из главных проблем алгоритма Табу-поиск заключается в том, что алгоритм действует только в дискретных пространствах, при этом введение штрафов за нарушение ограничений в состав целевой функции не гарантирует нахождение допустимых решений.

В основе мета-эвристического алгоритма BCO-RWA [12] лежит моделирование поведения пчел в процессе сбора нектара. Главным достоинством этого алгоритма является невысокая вычислительная сложность. В работе [10] проведен сравнительный анализ применения метод пчелиной колонии, генетического и итерационного алгоритмов. Метод пчелиных колоний лучше остальных продемонстрировал способность выходить из локальных оптимумов за счет случайного поиска. С увеличением числа вершин преимущество пчелиного алгоритма перед выше перечисленными алгоритмами в плане качества решения увеличивается.

В статье предлагается использовать мета-эвристический метод BCO-RWA для решения задачи распределения длин волн.

Основные принципы алгоритма BCO-RWA

Алгоритм BCO (рис.1) основан на популяции. Работа алгоритма предполагает два этапа: фаза поиска решения и фаза выбора решения. Во время фазы поиска решения каждая пчела вылетает из улья и облетает все цветки (где под цветком подразумеваются пары – источник и назначение). Во время фазы выбора решения все пчелы возвращаются в улей, затем происходит сравнение и поиск лучшего решения, при этом алгоритм рассматривает найденные пчелами решения и с определенной вероятностью решает оставить найденное решение, искать новое решение или вербовать других пчел для дальнейшего поиска в направлении найденного решения. Рассмотрим принцип алгоритма BCO-RWA при решении задачи распределения длин волн более подробно.

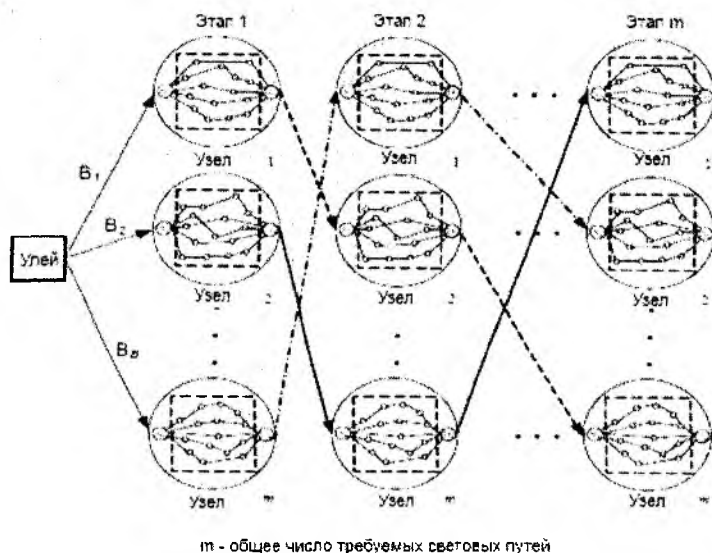


Рис. 1. Искусственная сеть

В начале поиска все пчелы находятся в улье. Пчелы вылетают из улья и облетают все цветки. Полет пчелы разделяется на этапы. На каждом этапе работы алгоритма пчела выбирает посетить один цветок на каждом этапе. Этот процесс соответствует установке соединения между парами источник и назначение – длины волны вдоль совокупности оптических каналов входящий в выбранный маршрут между источником и назначением.

Во время фазы поиска решения каждая пчела посещает n этапов (производится поиск n новых световых путей). На каждом этапе пчела выбирает один из непосещенных цветков. Последовательно n посещенных цветков пчелой отображает одно частное решение оптимизационной функции. Посещение пчелой n этапов эквивалентно установке n новых соединений между парой источник и назначение через световые пути. Успешность установки световых путей зависит от количества свободных длин волн в оптических каналах, через которые проходит маршрут. После фазы поиска решения алгоритм переходит к выбору решения.

Вероятность p выбора пчелой непосещенного цветка можно описать выражением

$$p = \frac{1}{n_t}, \quad (1)$$

где n_t – общее число непосещенных узлов.

При выборе алгоритмом следующего цветка происходит выбор маршрута из множества доступных маршрутов между парой источник-получатель и назначение длины волны вдоль выбранного маршрута.

Выбор физического маршрута в оптической сети в алгоритме BCO-RWA носит случайный характер, который описывается согласно логической модели [2] и имеет вид

$$p_r^{s,d} = \left\{ \begin{array}{l} \frac{e^{V_r^{s,d}}}{\sum_{i=1}^{|R^{s,d}|} e^{V_i^{s,d}}}, \forall r \in R^{s,d}, W_r > 0 \\ 0, \forall r \in R^{s,d}, W_r = 0 \end{array} \right\}, \quad (2)$$

где $|R^{s,d}|$ – общее число доступных маршрутов между парой (s,d) . Маршрут r доступен, если есть хотя бы одна незанятая длина волны вдоль маршрута. Весовой коэффициент, используемый в выражении (1) при выборе физического маршрута, рассчитывается следующим образом:

$$V_r^{s,d} = \left\{ a \frac{1}{h_r - h_{r\min} + 1} + (1-a) \frac{W_r}{W_{\max}} \right\}, \quad (3)$$

где r – порядковый номер маршрута между парой узлов (s,d) , $r = 1, 2, \dots, k$, $r \in \{R^{s,d}\}$; h_r – длина маршрута; h_{\min} – длина кратчайшего маршрута; W_r – число длин волн доступных на маршруте r , $r = 1, 2, \dots, k$, $r \in \{R^{s,d}\}$; W_{\max} – максимальное число длин волн доступных на всех маршрутах, a – весовой коэффициент, $0 \leq a \leq 1$.

После возвращения пчелы в улей, алгоритм решает оставлять найденное частное решение оптимизационной задачи или расширять найденное частное решение в следующей фазе поиска решения. При обмене информацией между пчелами каждая пчела может получить информацию о найденных частных решениях другими пчелами. Вероятность того, что пчела начнет $u+1$ фазу поиска решения, используя тот же путь, что и в u фазе поиска решения, описывается выражением

$$p_b^{u+1} = e^{-\frac{C_{\max} - C_b}{u}}, \quad (4)$$

где C_b – общее число установленных световых путей от начала процесса поиска соответствующих маршруту, найденному b -й пчелой; C_{\max} – максимальное число установленных световых путей от начала работы алгоритма.

Вероятность p_k , что при k -м обмене информацией пчелами (анализ частного решения) найденный маршрут будет выбран свободной пчелой, определяется выражением

$$p_k = \frac{e^{C_p}}{\sum_{p=1} C_p}, \quad (5)$$

где C_k – общее число установленных световых путей при k -м обмене частного решения.

Однако при анализе данного алгоритма были выявлены следующие недостатки:

- не решается задача выбора расположения оптического конвектора в сети (в оригинальной статье конвертер устанавливается в первый узел маршрута при невозможности установки соединения);

- на этапе расчета вероятности выбора маршрута не учитываются конвекторы в узлах, через которые проходит маршрут; в рамках алгоритма ограничиваются только одним конвектором;

- не учитывается влияние четырехволнового смешивания при установке световых путей.

Методы устранения недостатков

На этапе вычисления вероятности выбора маршрута было модифицировано расчетное выражение для учета условия, что на узле, через который проходит маршрут, может находиться оптический конвектор. Модифицированное выражение вероятности выбора маршрута пчелой:

$$V_r^{s,d} = \left\{ a \frac{1}{h_r - h_{r \min} + 1} + (1-a) \frac{W_r^*}{W_{\max}} \right\}, \quad (6)$$

где r – порядковый номер маршрута между парой узлов (s,d) , $r = 1, 2, \dots, k$, $r \in \{R^{s,d}\}$; h_r – длина маршрута; h_{\min} – длина кратчайшего маршрута; W_r^* – число длин волн, доступных на маршруте r с учетом, что на узлах маршрута может находиться оптический конвектор, $r = 1, 2, \dots, k$, $r \in \{R^{s,d}\}$; W_{\max} – максимальное число длин волн, доступных на всех маршрутах.

В базовый алгоритм была добавлена процедура выбора местоположения оптического конвертора. В работе исследовано два варианта модификации, условно названные «узким» и «широким» методом.

Суть «узкого» метода заключается в поиске узкого места в сети (узел, через который установлено наибольшее количество соединений), где и устанавливается оптический конвектор.

Суть «широкого» метода заключается в поиске широкого места в сети (узел, через который установлено наименьшее количество соединений), где устанавливается оптический конвектор.

Последствием ЧВС является появление побочных сигналов, в том числе на длинах волн, соответствующих другим рабочим каналам, что может привести к росту ошибок и ухудшению эффективности системы DWDM. Для учета влияния этого явления при выборе маршрута была использована формула расчета мощности помехи четырехволнового смешивания [11]:

$$P_{ijk}(f_i, f_j, f_k) = \frac{\eta}{9} D^2 \gamma^2 P_i P_j P_k e^{-\alpha L} \left\{ \frac{(1 - e^{-\alpha L})^2}{\alpha^2} \right\}, \quad (7)$$

где P_i, P_j, P_k – мощности входных канальных сигналов на частотах f_i, f_j, f_k соответственно; D – коэффициент вырожденности; α – коэффициент затухания оптического волокна; L – длина отрезка оптического волокна.

Коэффициент нелинейности на длине волны λ рассчитывается по формуле

$$\gamma = \frac{2 \pi n_2}{\lambda A_{\text{эфф}}}, \quad (8)$$

где n_2 – коэффициент нелинейности показателя преломления; $A_{\text{эфф}}$ – эффективная площадь оптического волокна.

Эффективность η ЧВС описывается выражением

$$\eta = \frac{\alpha^2}{\alpha^2 + \Delta\beta^2} \left[1 + \frac{4e^{-\alpha L} \sin^2\left(\frac{\Delta\beta L}{2}\right)}{(1 - e^{-\alpha L})} \right], \quad (9)$$

Коэффициент фазового согласования $\Delta\beta$ зависит от хроматической дисперсии $D_c(\lambda)$:

$$\Delta\beta = \frac{2\pi\lambda_k^2}{c} \Delta f_{ik} \Delta f_{jk} \left[D_c(\lambda) + \frac{\lambda_k^2}{2c} (\Delta f_{ik} + \Delta f_{jk}) \frac{dD_c(\lambda)}{d\lambda} \right], \quad (10)$$

где интервал между каналами $\Delta f_{ik} = |f_i - f_k|$, $\Delta f_{jk} = |f_j - f_k|$; c – скорость света.

Мощность помехи ЧВС на частоте f_m равна сумме мощностей всех комбинационных продуктов [4]:

$$P_{\text{ЧВС}}(f_m) = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N P_{ijk}(f_i, f_j, f_k), \quad (11)$$

где N – количество каналов.

Приведем расчет мощности усиленного спонтанного излучения (ASE):

$$P_{\text{ase}} = 2n_{sp}(G-1)hf_m\Delta f_0, \quad (12)$$

где n_{sp} – коэффициент спонтанной эмиссии усилителя; h – постоянная Планка; Δf_0 – ширина полосы пропускания оптического фильтра демультиплексора DWDM; G – коэффициент усиления усилителя.

Допустим, что все участки одинаковой длины, следовательно, мощность усиленного спонтанного излучения на входе приемного оптического модуля (ПРОМ) равна сумме соответствующих мощностей на выходе всех усилителей:

$$P_{\text{ase}\Sigma} = P_{\text{ase}}(N_{yc} + 1), \quad (13)$$

Тогда мощность ЧВС на входе ПРОМ

$$P_{\text{ЧВС}\Sigma} = P_{\text{ЧВС}}G(N_{yc} + 1), \quad (14)$$

На выходе фотоприемника оптический шум ЧВС и ASE соответственно формируют электрический сигнал с мощностями:

$$P_{e\text{ЧВС}\Sigma} = 2z^2 P_{\text{ex}} \frac{P_{\text{ЧВС}\Sigma}}{8}, \quad (15)$$

$$P_{e\text{ase}\Sigma} = 4z^2 P_{\text{ex}} P_{\text{ase}\Sigma} \cdot \frac{\Delta f_e}{\Delta f_0}, \quad (16)$$

где Δf_e – полоса пропускания электрического усилителя ПРОМ.

Чувствительность фотоприемника

$$z = \frac{\eta e}{hf_m}, \quad (17)$$

где η – квантовая эффективность фотодетектора; e – заряд электрона.

Q-фактор и связанная с ним вероятность ошибки рассчитываются по формулам:

$$Q \approx \frac{P_{\text{ex}}}{\sqrt{P_{e\text{ase}\Sigma} + P_{e\text{ЧВС}\Sigma}}}, \quad (18)$$

$$P_{\text{ош}} = \frac{e^{-\frac{Q^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}Q}. \quad (19)$$

Полученное выражение (18) используется при расчете вероятности выбора маршрута в алгоритме BCO-RWA следующим образом. На этапе расчета вероятности выбора маршрута между источником и назначением происходит сравнение рассчитанного Q-фактора на каждом оптическом канале, через которые проходит рассматриваемый маршрут с допустимым

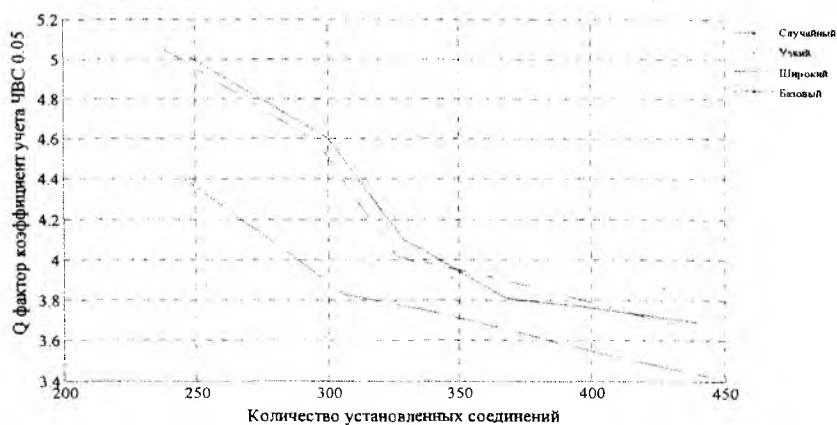
значением Q-фактора. Если значение Q-фактора превышает допустимую норму, то вероятность выбора этого маршрута уменьшается.

В результате эксперимента были получены следующие результаты:

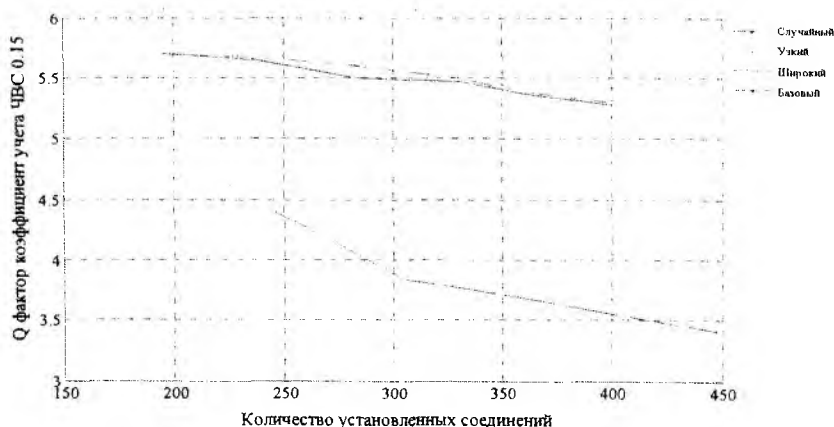
Число узлов в сети	Базовый метод			«Широкий» метод			«Узкий» метод		
	k=1 $\Omega=40$	k=2 $\Omega=40$	k=3 $\Omega=40$	k=1 $\Omega=40$	k=2 $\Omega=40$	k=3 $\Omega=40$	k=1 $\Omega=40$	k=2 $\Omega=40$	k=3 $\Omega=40$
6	210	225	245	221	234	263	211	224	246
7	260	280	307	272	299	332	258	282	308
8	295	315	335	299	321	340	311	336	365
9	325	340	371	328	343	372	341	365	402
10	355	380	403	362	379	402	376	410	440
11	390	410	448	392	414	447	408	438	488

Таблица включает результаты без учета явления четырехволнового смешивания алгоритмом. Из таблицы видно, что при небольших размерностях топологий 6, 7 узлов методы «широкий» и базовый лучше, чем «узкий». Однако при росте размерности топологий «узкий» метод позволяет установить больше соединений за счет более рационального расположения конвектора. При увеличении числа используемых в сети конвекторов выигрыш за счет рационального расположения конвекторов растет.

Результаты с учетом четырехволнового смешивания представлены на графиках (рис 2).



а



б

Рис. 2. Зависимость Q-фактора от количества установленных соединений при разных значениях коэффициента ЧВС и размерности сети: а – коэффициент ЧВС 0.05, б – ЧВС 0.15, в – ЧВС 0.8

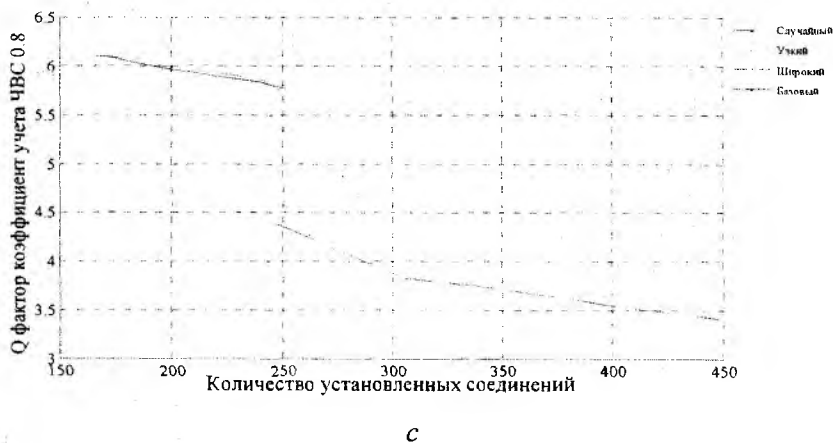


Рис. 2. (Продолжение)

Из рис. 2 видно, что при увеличении коэффициента ЧВС (коэффициент показывает уменьшение вероятности выбора маршрута алгоритмом, если Q-фактор меньше нормированного значения) количество установленных соединений сокращается, так как главная цель – обеспечение качества. При уменьшении количества установленных соединений Q-фактор увеличивается, так как задействовано меньшее количество длин волн в оптических каналах.

При анализе полученных результатов можно сделать вывод, что даже при небольшом значении коэффициента ЧВС(0.05) значение Q-фактора значительно больше, хотя количество установленных соединений незначительно отличается при базовом методе алгоритма BCO-RWA.

Заключение

Проанализирована работа мета-эвристического алгоритма BCO-RWA. В ходе анализа были выявлены следующие недостатки:

- не решается задача выбора расположения оптического конвектора в сети (устанавливается в первый узел маршрута при невозможности установки соединения);
- на этапе расчета вероятности выбора маршрута не учитываются конвекторы в узлах, через которые проходит маршрут;
- в рамках алгоритма ограничиваются только одним конвектором;
- не учитывается влияние четырехволнового смешивания при установке световых путей.

Для устранения недостатков были введены модификации: введены алгоритмы выбора места, расположения оптического конвектора; модифицирована формула расчета вероятности выбора светового маршрута с учетом, что на узлах маршрута может находиться оптический конвектор; добавлены математические формулы учета ЧВС при расчете вероятности выбора светового маршрута.

В эксперименте использовано программное обеспечение, которое генерирует топологию сети и решает задачу RWA с помощью алгоритма BCO-RWA. При анализе результатов «широкий» метод оказался более эффективным на небольших размерностях (6, 7) сетей, «узкий» метод лучше на больших размерностях топологий сетей, средний выигрыш составляет 5 % при одном оптическом конвекторе, при двух конвекторах выигрыш 7 %, при трех конвекторах – 9 %.

Данный подход рекомендуется при проектировании оптических сетей на основе технологии DWDM. «Широкий» метод более эффективен для небольших размерностей топологий сети (не более 7 узлов), «узкий» метод – для больших размерностей сети (более 8 узлов в сети).

Список литературы: 1. *D. Banerjee and B. Mukherjee.* Wavelength Routed Optical Networks Linear formulation resource budgeting tradeoff and a reconfiguration study // *IEEE /ACM Transactions on Networking.* – 2000. – Vol. 8, № 5. – P. 684-696. 2. *M. Sridharan, M.V. Salapaka and A.K. Somani.* A practical approach to operating survivable WDM networks // *IEEE Journal on Selected Areas of Communications.* – 2002. – Vol. 20, № 1. – P. 34-36. 3. *G.D. Morley and W.D. Grover.* Tabu search optimisation of optical ring transport network // *IEEE Globecom'01.* San Antonio. – 2001. – Vol. 4, № 1. – P. 2160– 2164. 4. *A. Grosso, E. Leonardi, M. Mellia and A. Nucci* Logical Topology Design over WDM wavelength routed networks robust to traffic uncertainties // *IEEE Communication Letters.* – 2001. – Vol. 5, № 4. – P. 172-174. 5. *S. Yan, M. Ali and J. Deogun.* Route optimisation of multicast sessions in sparse light-splitting optical networks // *IEEE Globecom '01.* – 2001. – Vol. 4, № 1. – P. 2134-2138. 6. *Mukherjee B., Banerjee D. and Mukherjee A.* Some Principles of designing a wide-area WDM optical network // *IEEE/ACM Transactions on Networking.* – 1995. – Vol. 5, № 5. – P. 489-500. 7. *Rodriguez-Dagnino R.M. and Lopez-Cuadana E.O.* Simulated Annealing and Stochastic ruler algorithms for wavelength assignment planning in WDM optical networks // *IEEE SMC'99.* – 1999. – Vol. 6. – P. 1015-1020. 8. *M. Ali, B. Ramamurthy and J.S. Deogun.* Routing algorithms for all-optical networks with power consideration : The unicast case // *In Proc of the 8th IEEE ICCCN'99.* Boston-Natick MA. – 1999. – P. 335-340. 9. *Sheu S.T., Chuang Y.R., Cheng Y. J. and Tseng H.W.* A Novel optical IP Router Architecture for WDM networks // *In Proc. of 15th International Conference on Information Networking.* – 2001. – P. 335-340. 10. *Курейчик, В.М., Кажаров, А.А.* Использование пчелиных алгоритмов для решения комбинаторных задач // *Искусственный интеллект.* – 2010. – № 3. – С. 583-589. 11. *Педяш, В.В., Решетников, О.С.* Оптимізація потужності лінійного сигналу системи DWDM // *Цифрові технології.* – 2009. – №5. – С. 27 – 33. 12. *Teodorović D.* Bee Colony Optimization (BCO) // *in Swarm Intelligence for Knowledge-Based Systems.* Springer-Verlag. Berlin Heidelberg, 2009. – P. 39-60.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 05.09.2012

ОБНАРУЖЕНИЕ И ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ В ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ ОБРАБОТКИ

Введение

Рассмотрим задачу обнаружения сигнала на фоне шума. При наличии полной априорной информации о параметрах сигнала процедура оптимальной обработки сводится к оцениванию энергии сигнала и сравнению полученной оценки с пороговым значением [1]. В случае если один или несколько параметров сигнала неизвестны априорно, используются многоканальные приемники обнаружения [1 – 3]. При этом для каждого из неизвестных параметров α создается сетка каналов, рассчитанных на обнаружение сигнала с параметрами $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$. В общем случае, при отсутствии информации о законе распределения ожидаемого значения параметра $\hat{\alpha}$, сетка является эквидистантной с шагом ε [4]. Такое решение обеспечивает возможность обнаружения сигнала с параметром α , лежащим в диапазоне $\alpha_1 \dots \alpha_N$, со сколь угодно малой потерей вероятности относительно случая полностью известного сигнала [1]. Вместе с тем, с ужесточением требований к величине потерь вероятности правильного обнаружения, увеличивается требуемое число каналов приемника и возрастает вычислительная сложность процедуры обнаружения. Величина потерь вероятности правильного обнаружения зависит от энергии сигнала, а оценка энергии пропорциональна функции от расстройки $\hat{\alpha} - \alpha$, для i -го канала. Следовательно, шаг сетки однозначно определяется требованиями к вероятности правильного обнаружения.

Число каналов приемника определяется шагом сетки ε и диапазоном возможных значений величины α :

$$N_k = \left\lceil \frac{\Delta\alpha}{\varepsilon} \right\rceil, \quad (1)$$

где $\Delta\alpha = \alpha_N - \alpha_1$ – диапазон изменения параметра α [4].

Рассмотрим случай, когда величины параметра α в последовательных сеансах обнаружения не являются статистически независимыми. Допустим, что $\alpha(t)$ представляет собой случайный процесс с некоторой известной априорно плотностью распределения. При этом оказывается, что величина $\alpha(t_1)$ может быть с некоторой погрешностью спрогнозирована по имеющимся оценкам $\alpha'(t_1 - \Delta t) \dots \alpha'(t_1 - k \cdot \Delta t)$, где Δt – период повторения процедуры оценивания параметров сигнала. Предположим, что максимальное изменение параметра за интервал Δt составляет $\Delta\alpha'$. Тогда число каналов приемника может быть уменьшено, и составит

$$N_k' = \left\lceil \frac{2 \cdot \Delta\alpha'}{\varepsilon} \right\rceil. \quad (2)$$

В результате можно получить более высокий темп выдачи результатов в существующей РТС, обнаружить сигналы с несколькими априорно неизвестными параметрами либо осуществлять параллельное обнаружение нескольких сигналов без ужесточения требований к аппаратному обеспечению. Реализация подобного приемника обнаружения требует наличия априорных оценок ожидаемой величины параметра α , а также информации о доверительном интервале таких оценок. Рассмотрим совмещение процедур обнаружения и оценивание параметров сигнала на базе многоканального корреляционного приемника. При этом будем полагать, что единственным неизвестным параметром сигнала является α .

Постановка задачи

Пусть имеется некоторый сигнал $x(t, \alpha_R)$ с априорно неизвестным параметром $\alpha = \alpha_R$. Непосредственному наблюдению доступна реализация $s(t) = d \cdot x(t, \alpha_R) + n(t)$, представляющая смесь данного сигнала с шумом $n(t)$. Требуется по реализации $s(t)$ обнаружить факт наличия полезного сигнала и оценить значение неизвестного параметра α .

Для оценивания неизвестных параметров сигнала можно применить многоканальный коррелятор, опорными сигналами для каналов которого являются сигналы $x(t, \alpha_i)$, с заданным наперед для каждого канала значением α_i . На выходе многоканального коррелятора формируется набор оценок энергии E_i для каждого из каналов в отдельности, характеризующих степень корреляции сигнала $x(t, \alpha)$ и опорного сигнала $x(t, \alpha_i)$:

$$E_i = \int_0^T x(t, \alpha_R) \cdot x(t, \alpha_i) dt. \quad (3)$$

Таким образом, на выходе многоканального коррелятора получаем оценку функции $E(\alpha)$, по которой и оцениваем параметр α .

Погрешность $\delta\alpha$ оценивания параметра определяется величиной производной $\partial E / \partial \alpha$ вблизи истинного значения параметра α_R , отношением сигнал/шум, а также шагом сетки коррелятора $\varepsilon = \alpha_j - \alpha_{j-1}$. При прочих равных условиях минимизация $\delta\alpha$ возможна путем увеличения $\partial E / \partial \alpha$ и уменьшения ε .

Введем обозначение: $\xi = \Delta\alpha_{0,5}$ – эффективная ширина автокорреляционной функции входного сигнала по неизвестному параметру α , по уровню половинной энергии. В дальнейшем, шаг сетки многоканального коррелятора нормируем к этой величине.

Схемы рассмотренных приемников обнаружения приведены на рис. 1.

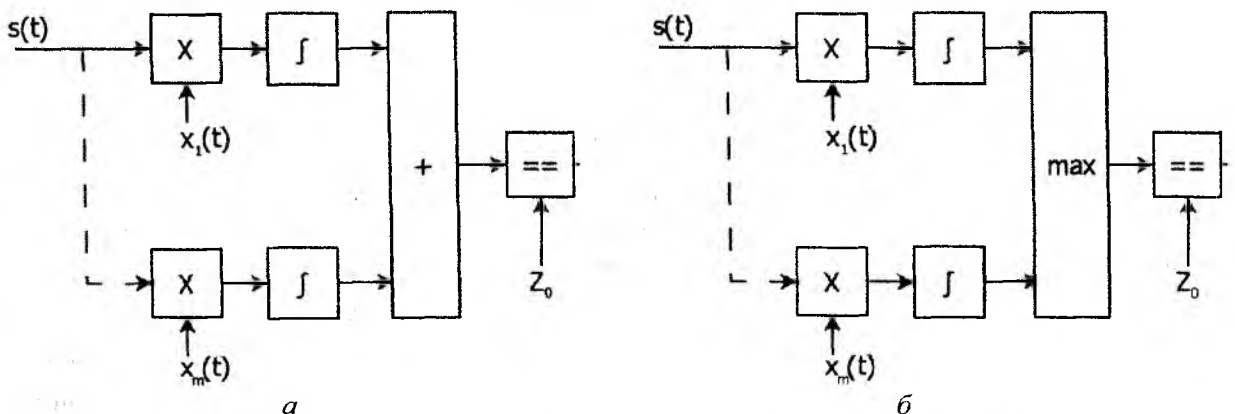


Рис. 1. Структурные схемы многоканальных приемников обнаружения

Пороговые значения Z_0 определяются в соответствии с критерием Неймана – Пирсона [2]. Поскольку каждый из каналов вносит долю в оценку энергии шума, пороговые значения оказываются в данных схемах зависящими от числа каналов.

Для схемы 1 (рис.1, а) зависимость является линейной (4), а для схемы 2 (рис.1, б) – степенной (5). Величины $a..e$ в (4, 5) определяются путем имитационного моделирования.

$$Z_{01} = a \cdot N + b. \quad (4)$$

$$Z_{02} = c \cdot N^d + e. \quad (5)$$

Характеристики обнаружения для обеих схем приведены на рис. 2. При этом рассмотрены случаи с различным числом каналов, соответственно и с различным шагом сетки. С ростом числа каналов вероятность правильного обнаружения возрастает. В то же время для первой схемы заметна значительно меньшая скорость роста вероятности с увеличением числа каналов.

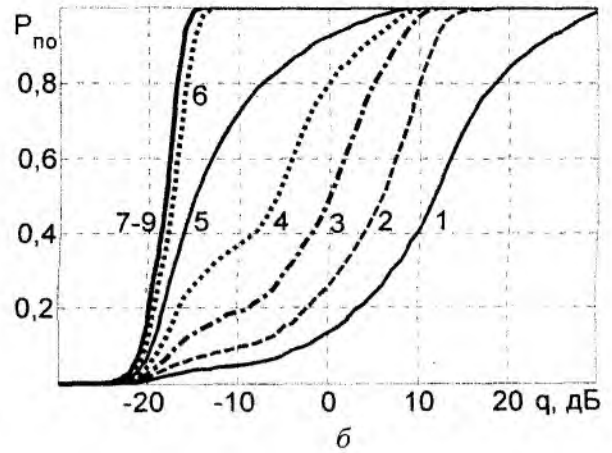
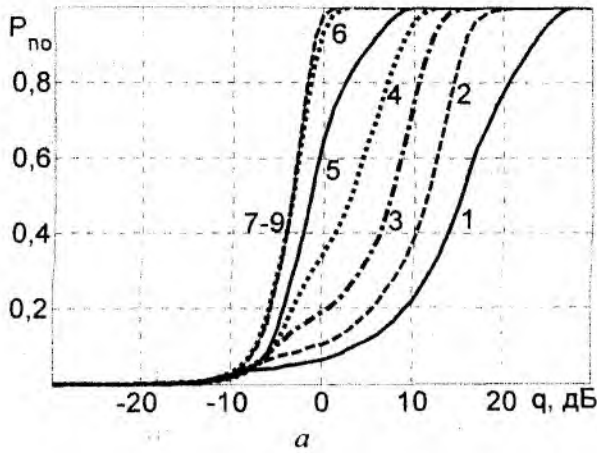


Рис. 2. Характеристики обнаружения для схемы 1 (а) и схемы 2 (б) при вероятности ложной тревоги 10^{-3} . Число параллельных каналов – 16 (кривая 1), 32 (2), 64 (3), 128 (4), 256 (5), 512 (6), 1024 (7), 2048 (8), 4096 (9) ($\varepsilon = 31$ (1), 15,4 (2), 7,7 (3), 3,8 (4), 1,9 (5), 0,97 (6), 0,48 (7), 0,24 (8), 0,12 (9)).

Сопоставим полученные результаты с характеристикой обнаружения, построенной для случая полностью известного сигнала. Соответствующие графики приведены на рис. 3.

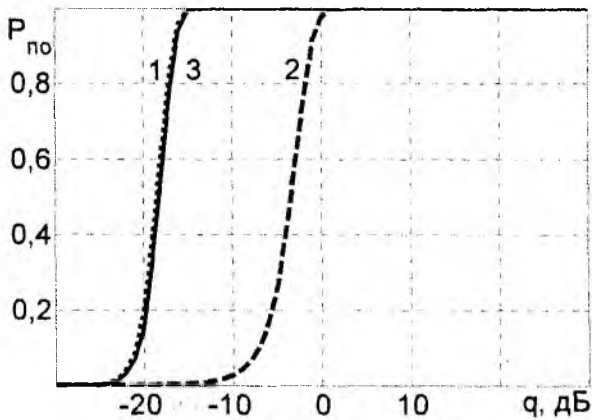


Рис. 3. Характеристики обнаружения (1 – случай полностью известного сигнала, 2 – схема 1, 3 – схема 2 ($\varepsilon=0,12$))

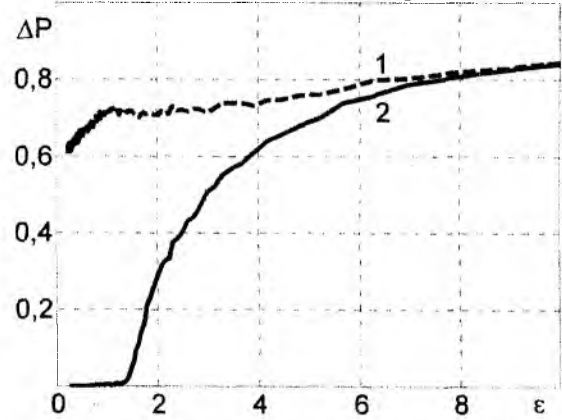


Рис. 4. Зависимость потерь вероятности правильного обнаружения от шага сетки ($q = -10$ дБ)

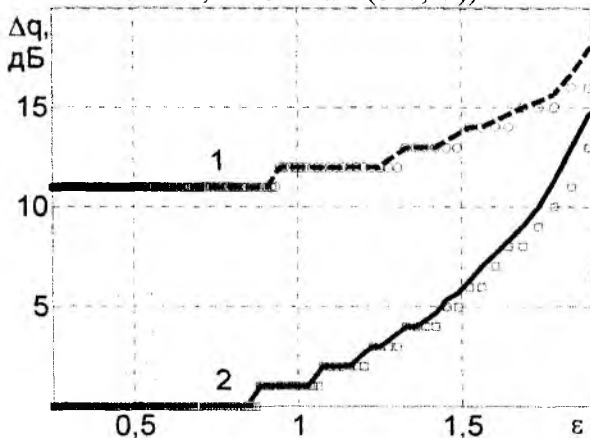


Рис. 5. Зависимость энергетических потерь от шага сетки (1 – схема 1, 2 – схема 2).
Опорный уровень вероятности – 0,9

С увеличением шага сетки вероятность правильного обнаружения снижается. Для схемы 2 характерны меньшие потери вероятности правильного обнаружения (рис.3, кривая 3). При стремлении шага сетки к нулю схема 2 обеспечивает величину вероятности правильного обнаружения, стремящуюся к величине, получаемой в случае полностью известного сигнала (рис.4). Энергетические потери для схемы 2 также меньше (рис.5). Для схемы 2 из рис.5 можно определить, что при $\varepsilon \leq 0.8$ потери энергии пренебрежимо малы. Для схемы 1, вне зависимости от шага сетки, потери энергии не менее 10 дБ.

Значительные энергетические потери в схеме 1, по-видимому, связаны с вкладом в результирующую оценку со стороны каналов, на выходе которых присутствует только шум. Вместе с тем, в схеме 2 вклад в конечную оценку энергии дает только канал с наибольшей величиной взаимной корреляции между принимаемым и опорным сигналом. В случае если значение неизвестного параметра не точно равно его значениям в узлах сетки, зна-

чение оценки энергии будет занижено, однако эта погрешность уменьшается с уменьшением шага сетки. В дальнейшем будем рассматривать схему 2 как обеспечивающую более эффективное использование энергии сигнала.

Рассмотрим статистические характеристики оценок параметра α в многоканальной системе. Оценка α' параметра α может быть записана в виде

$$\alpha' = \alpha + \delta\alpha_S + \delta\alpha_R, \quad (6)$$

где $\delta\alpha_S$ и $\delta\alpha_R$ – соответственно систематическая и случайная погрешности оценивания параметра. Случайная погрешность оценивания определяется соотношением сигнал/шум, а систематическая – методом измерения. Суммарная погрешность $\delta\alpha$ может быть оценена как $\delta\alpha = \delta\alpha_S + \overline{\delta\alpha_R}$. При необходимости раздельного рассмотрения случайной и систематической составляющих погрешности можно поступить следующим образом. С ростом отношения сигнал/шум, $\overline{\delta\alpha_R} \rightarrow 0$, таким образом можно записать

$$\delta\alpha_S \approx \delta\alpha|_{q \gg 1}. \quad (7)$$

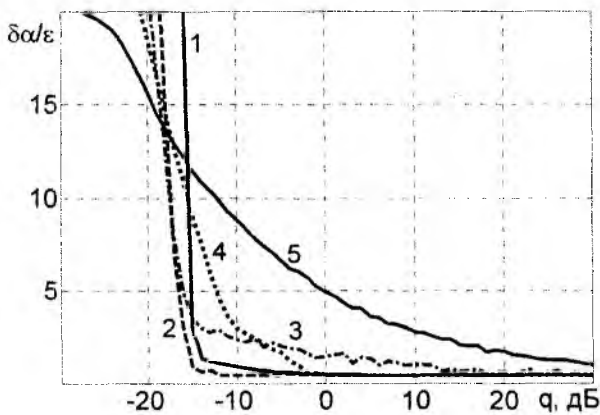


Рис. 6. Зависимость СКО оценок от отношения сигнал/шум ($\epsilon = 0.05$ (1), 0.5 (2), 1 (3), 1.5 (4), 2 (5))

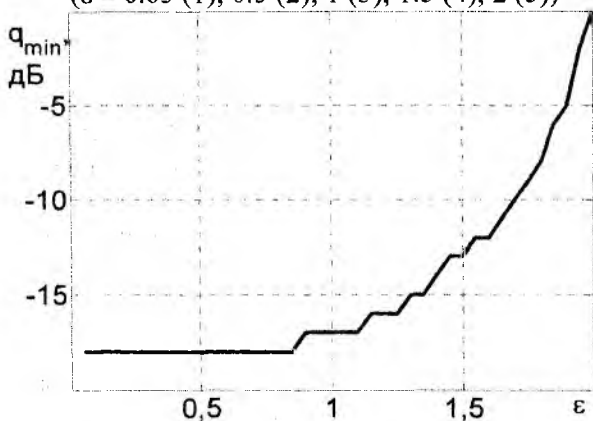


Рис. 7. Зависимость порогового отношения сигнал/шум от шага сетки

Общее число каналов, согласно (2), можно оценить, зная шаг сетки и пределы изменения параметра $\Delta\alpha'$. В простейшем случае можно ограничиться оценкой $\Delta\alpha'$ как максимального по модулю приращения параметра α за интервал между измерениями. Введем следующие обозначения: пусть $\Delta\alpha$ – приращение параметра α за время Δt , $\delta\alpha$ – погрешность измерения, а $\Delta\alpha$ – максимальная разность значений α в соседние периоды измерения, тогда

Зависимость среднеквадратического отклонения оценки параметра от отношения сигнал/шум представлена на рис. 6. С ростом отношения сигнал/шум погрешность оценивания уменьшается, причем систематическая величина погрешности может быть оценена как $\delta\alpha/\epsilon \approx 0.41$ и не зависит от шага сетки многоканального коррелятора.

Зависимость, приведенная на рис. 6, имеет явно выраженный пороговый характер, в особенности при малых значениях шага сетки. Рассмотрим зависимость порогового отношения сигнал/шум от шага сетки коррелятора (рис. 7). Пороговое отношение сигнал/шум увеличивается с ростом шага сетки, причем возрастание начинается с величины $\epsilon \approx 0.8$, что согласуется с результатами, приведенными на рис. 5. Совокупность этих данных дает возможность сформулировать следующий вывод: энергетические характеристики многоканального корреляционного приемника сколь угодно мало отличаются от характеристик оптимального приемника полностью известных сигналов при шаге сетки $\epsilon \leq 0.8$.

$$\max(\Delta\alpha') = \max|\delta\alpha| + \max|\Delta\alpha_1|. \quad (8)$$

Первое слагаемое в выражении (8) зависит от отношения сигнал/шум (рис. 6), а второе определяется свойствами зависимости $\alpha(t)$.

Зависимость величины $\Delta\alpha'$ от относительной ширины полосы случайного процесса $\alpha(t)$ приведена на рис.8. Зависимость может быть аппроксимирована аналитической моделью вида

$$\Delta\alpha' = a \cdot \Delta f^b + c.$$

Таким образом, для оценивания необходимого числа каналов параллельного приемника обнаружения нужно учесть пороговое отношение сигнал/шум, при котором планируется реализовать его обнаружение (рис. 6), а также частотные свойства вариаций оцениваемого параметра сигнала (рис. 8).

Число каналов можно оценить по формуле

$$N_k = \left\lceil \frac{\Delta\alpha}{\varepsilon} \cdot \frac{\Delta\alpha'}{\Delta\alpha} \right\rceil, \quad (9)$$

где первый множитель представляет собой формулу (1) (то есть случай полной априорной неопределенности для параметра α), а второй множитель учитывает свойства зависимости $\alpha(t)$ (рис. 8). Число каналов тем меньше, чем уже спектр вариаций $\alpha(t)$. В пределе, при $\alpha = const$, приходим к одному каналу (случай полностью известного сигнала).

Оценим оптимальное значение $\Delta f / F_s$. Очевидно, что при заданных свойствах зависимости $\alpha(t)$ на это значение можно влиять выбором частоты дискретизации – или, иначе, периода повторения процедуры оценивания параметров. Анализ зависимости на рис.8 приводит к результатам, приведенным в табл. 1.

Таблица 1

$\Delta f / F_s$	N_k / N_{\max}	k
0,25	0,718	1
0,125	0,541	0,753
0,0625	0,395	0,551

При увеличении периода измерения вдвое необходимое число каналов увеличивается в 1.33 раза. Время выполнения процедуры обнаружения может быть приблизительно оценено как $T_0 = T_1 \cdot N_k / m$ [4], где T_1 – время выполнения обнаружения по одному каналу коррелятора, а m – число параллельных вычислительных блоков системы обработки. Следовательно, характер зависимости времени обнаружения от числа каналов является линейным, и более частое повторение процедуры оценивания параметров не приводит к сокращению общей вычислительной сложности процедуры обнаружения сигналов с частичной априорной параметрической неопределенностью. Таким образом, можно сформулировать следующий вывод: интервал времени между измерениями параметров обнаруживаемого сигнала определяется только требованиями потребителя к темпу выдачи результатов радиотехнической системой.

Рассмотрим производительность вычислительных устройств, применяемых для обнаружения сигналов в многоканальной системе. В качестве вычислителей рассмотрим современные центральные и графические процессоры персональных компьютеров (в дальнейшем будем обозначать их как ЦП и ГП соответственно). Параметры рассмотренных вычислительных устройств приведены в табл. 2 [4, 6].

Таблица 2

Процессор	Число ядер	Тактовая частота, МГц	Пиковая вычислительная мощность, ГФлоп/с	Относительная вычислительная мощность	Объем ОЗУ, Гб	Пиковая пропускная способность ОЗУ, Гб/с	Тип
Intel E2160	2	1600	12.80	0.3	1	4.26	ЦП
Intel E3300	2	2500	20	0.47	4	12.8	ЦП
Intel i3-2100	2*	3100	40.70	0.96	4	21.3	ЦП
Intel Q9400	4	2660	42.56	1	8	17.0	ЦП
GF119	48	1620	155.5	3.65	1	9.6	ГП
G215	96	1340	386	9.06	0.5	54.4	ГП
GF116	192	1200	461	10.8	1	20.8	ГП
GF110	480	1464	1405	33.0	1.25	152	ГП

* Процессор i3-2100 имеет два вычислительных ядра, но способен одновременно исполнять четыре потока благодаря технологии HyperThreading.

Время выполнения расчетов для одного канала [4] может быть определено как

$$T_1 = \frac{T_k m}{N_k}, \quad (10)$$

где T_k – время выполнения расчетов для N_k каналов, а m – число параллельных вычислительных ядер исполнительного устройства. Результаты оценки (10) приведены в табл. 3. Системы на базе ЦП имеют в среднем более низкое время обработки по единичному каналу, однако существенно меньшее число вычислительных ядер ограничивает их производительность при росте числа параллельных каналов.

При адаптивном управлении числом каналов и шагом сетки многоканального приемника каждое изменение шага сетки и граничных значений параметров означает повторное формирование всей совокупности опорных сигналов, что тоже требует вычислительных ресурсов. Рассмотрим оценки потерь производительности на формирование опорных сигналов (табл. 4).

Таблица 4

Система	$\overline{T_U / T_0}$
1	9.60
2	9.14
3	9.18
4	8.94
5	1.86
6	1.96
7	2.18
8	1.98

Для систем на базе ЦП (1–4) характерны более заметные затраты времени на формирование опорных сигналов. В связи с этим, для таких систем целесообразно проводить обработку с избыточным числом каналов, с тем, чтобы обновление оценки числа каналов и пересчет опорных колебаний происходил как можно реже.

Таблица 3

Сис-тема	$T_1, \text{мс}$
1	0.655
2	0.435
3	0.405
4	0.265
5	1.249
6	0.408
7	1.396
8	0.745

Таблица 5

Система	$\overline{T_0 / T_S}$
5	1.19
6	1.02
7	1.27
8	1.08

Оптимизация программного обеспечения по времени выполнения с использованием разделяемой памяти ГП [6, 7] наиболее эффективна для тех конфигураций, где имеется явно выраженная нехватка полосы пропускания видеопамати (системы 5, 7). Для систем 6 и 8 выигрыш существенно меньше – в этом случае скорость вычислений в большей степени ограничивается вычислительной мощностью АЛУ, чем потерями времени на доступ в память.

Выводы

1. Многоканальный приемник обнаружения сигналов с априорно неизвестными параметрами обеспечивает характеристики, сколь угодно близкие к характеристикам приемника полностью известных сигналов, при достаточном числе параллельных каналов.

2. Совмещение процедуры анализа параметров сигнала и процедуры обнаружения позволяет снизить вычислительную сложность процедуры обнаружения сигнала в условиях частичной априорной неопределенности, за счет сужения диапазона значений неизвестных параметров и соответственного уменьшения числа каналов.

3. Процедура обнаружения сигналов в многоканальной системе может быть существенно ускорена за счет применения параллельных вычислительных устройств – многоядерных универсальных процессоров, графических процессоров или вычислителей на базе современных цифровых процессоров обработки сигналов и программируемых логических матриц. При этом универсальные процессоры обеспечивают вполне приемлемые характеристики производительности для числа параллельных каналов, не превышающего нескольких десятков. В этих же условиях, графические процессоры не полностью раскрывают свой потенциал из-за неполной загрузки вычислительных блоков.

4. Применение параллельной обработки дает возможность реализовать значительное число параллельных каналов, что позволяет работать с сигналами с несколькими неизвестными параметрами. Это позволяет существенно повысить темп выдачи результатов и повысить вероятность правильного обнаружения, в том числе при действии помех.

5. Во многих случаях имеет смысл проводить расчеты с избыточным числом каналов, чтобы не пересчитывать заново опорные сигналы. Это особенно критично при реализации системы обработки на базе универсальных процессоров с малым числом вычислительных ядер.

Данная работа проводилась в рамках программы NVIDIA Academic Partnership, и автор хотел бы выразить признательность корпорации NVIDIA и лично Антону Джораеву за предоставленное оборудование (видеокарты GeForce GTS450). Автор также благодарит коллег за возможность тестирования разработанного программного обеспечения на видеокартах GeForce GT240 и GTX570.

Список литературы: 1. *Обнаружение радиосигналов* / П.С.Акимов и др.; под ред. А.А.Колосова. – М. : Радио и связь, 1989. – 224с. 2. *Тихонов В.И., Харисов В.Н.* Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем : учеб. пособие для вузов. – М. : Радио и связь, 2004. – 608 с. 3. *Теоретические основы радиолокации* : учеб. пособие для вузов / под ред. Я.Д. Ширмана. – М. : Сов.радио, 1970. – 560 с. 4. *Литвин-Попович, А.И.* Обработка радиолокационных сигналов в параллельных вычислительных системах // Радиотехника. – 2011. – Вып. 166. – С. 165-172. 5. *Литвин-Попович, А.И.* Обнаружение сигналов в условиях априорной параметрической неопределенности // Радиотехника. – 2012. – Вып. 168. – С. 16-21. 6. *Информационные материалы Nvidia* [электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.nvidia.com/object/personal-supercomputing.html>. 7. *E. Alerstam, T. Svensson & S. Andersson-Engels.* Parallel computing with graphics processing units for high speed Monte Carlo simulation of photon migration // J. Biomedical Optics 13, 060504 (2008).

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редакцию 12.09.2012

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВОЛНОВОДНОГО ТУРНИКЕТНОГО СОЕДИНЕНИЯ С ВЫХОДОМ НА КВАДРАТНОМ ВОЛНОВОДЕ ДЛЯ АНТЕННЫ РАДАРА НЕКОГЕРЕНТНОГО РАССЕЯНИЯ

Введение

В радарх некогерентного рассеяния (НР) метрового диапазона, как правило, используются прямо-передающие антенны круговой поляризации. Это позволяет исключить влияние эффекта Фарадея на результаты измерения высотного профиля мощности НР сигнала. При этом антенно-фидерное устройство (АФУ) настраивается таким образом, чтобы в режимах приема и передачи направления вращения вектора электрического поля были противоположными (например, правая круговая поляризация – на передачу, левая круговая – на прием).

АФУ радара Института ионосферы с неподвижной зеркальной антенной диаметром 100 м НДА-100 построено по двухканальной схеме [1]. Зондирующие импульсы от двух передатчиков через антенные коммутаторы поступают на ортогональные входы облучателя антенны. Облучатель представляет собой пирамидальный рупор с основанием в виде квадратного волновода. Режим правой либо левой круговой поляризации обеспечивается соответствующим сдвигом фаз между каналами передатчика. В режиме приема сигналы с приемных выходов антенных коммутаторов поступают на мост сложения, где суммируются с требуемым фазовым сдвигом. Такой схеме АФУ присущи некоторые недостатки:

- большая длина фидера и различные условия солнечного освещения двух его каналов приводят к температурной нестабильности разности фаз зондирующих импульсов на входах облучателя;

- двухканальная схема передающего устройства требует постоянного контроля амплитуд и сдвига фаз между каналами;

- конструкция рупорного облучателя не обладает симметрией относительно питающих ортогональных фидеров, что приводит к неидентичности коэффициентов передачи каналов и снижению коэффициента эллиптичности в режимах передачи и приема.

Кроме того, существует вторая проблема, связанная с тем, что в антенных коммутаторах радара НР используются газонаполненные разрядники, имеющие большое время восстановления. В отличие от классических радиолокаторов, решающих задачу обнаружения локальных целей, в радарх НР специфической задачей является измерение мощности сигнала, рассеянного на флуктуациях электронной плотности ионосферной плазмы, присутствующего на значительной части развертки дальности. Требуется учет влияния разрядников на дальностях до 400 – 450 км. Замена газонаполненных разрядников современными переключателями на р-і-п диодах сдерживается большой импульсной мощностью, которую необходимо коммутировать (порядка 10^6 Вт на канал).

Известны одноканальные схемы построения АФУ радаров НР, использующие волноводное турникетное соединение в режиме поляризатора и антенного коммутатора [2]. Использование классического варианта турникетного соединения с выходом на круглом волноводе в радаре НР Института ионосферы потребовало бы замены пирамидального рупора облучателя на конический. Это сложно реализовать технически, учитывая габаритные размеры конструкции метрового диапазона волн (высота пирамидальной части рупора превышает 18 м). В этой ситуации оптимальным вариантом является использование турникетного соединения с выходом на квадратном волноводе с сечением, соответствующим сечению основания существующего пирамидального рупора.

Внешний вид двух вариантов волноводного турникетного соединения приведен на рис. 1. Следует отметить, что вариант с выходом на круглом волноводе широко описан в литературе и используется в радиолокационной технике сантиметрового диапазона [3, 4].

В метровом диапазоне технологически более простой представляется конструкция с выходом на квадратном волноводе, описание такой конструкции в литературе авторам найти не удалось.

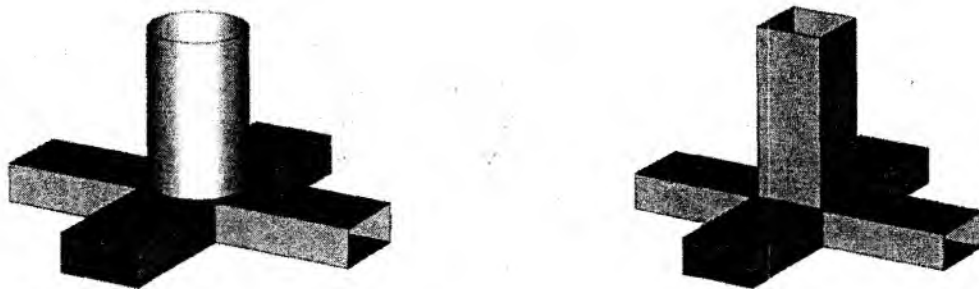


Рис. 1

Цель работы – определение характеристик турникетного соединения с выходом на квадратном волноводе и оценка возможности его применения в радаре НР в качестве поляризатора и антенного коммутатора.

Моделирование волноводного турникетного соединения с выходом на квадратном волноводе

Турникетное соединение является двенадцатиполосником, при этом в круглом или квадратном волноводе могут распространяться две волны с ортогональными поляризациями. На практике турникетное соединение часто используют в восьмиполосном включении, показанном на рис. 2.

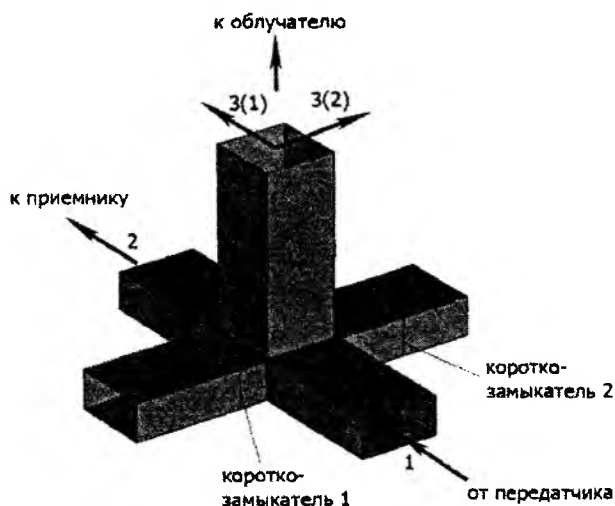


Рис. 2

Входной сигнал подается в плечо 1, в примыкающих к нему двух плечах прямоугольных волноводов устанавливаются короткозамыкатели. Одно из короткозамкнутых плеч должно быть длиннее другого на $\lambda_B/4$ – четверть длины волны в волноводе. В этом случае отраженные от замыкателей волны сложатся в противофазе и полностью перейдут в плечо 3(2) квадратного волновода. Сохраняя разность длин короткозамкнутых плеч равной $\lambda_B/4$, можно выбрать их длины таким образом, что отраженный от них и поступивший в плечо 3(2) сигнал будет отличаться по фазе на 90° от сигнала в плече 3(1).

Таким образом, в квадратном волноводе будут существовать две ортогональных составляющих равной амплитуды с фазовым сдвигом 90° – необходимое условие для излучения волн круговой поляризации. Описанная конструкция может быть представлена матрицей рассеяния [3]

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 0 & 0 & 1 & \pm j \\ 0 & 0 & -1 & \pm j \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ \pm j & \pm j & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

Из нее следует, что плечи 1 и 2 развязаны, а мощность, подводимая ко входу 1, делится пополам между плечами 3(1) и 3(2) с фазовым сдвигом $\pm 90^\circ$. Развязанными также являются плечи 3(1) и 3(2).

Если на входы 3(1), 3(2) подать сигнал круговой поляризации, то в зависимости от направления вращения он поступит либо на выход 1, либо на выход 2. Поскольку в радаре НР излучаемый и принимаемый сигналы имеют противоположное направление вращения, то описанная конструкция обладает свойствами антенного коммутатора.

Определение характеристик турникетного соединения и оптимизация размеров согласующего устройства проведены с помощью трехмерного электродинамического моделирования. Расчетная частота согласования – 158 МГц. Критерием согласования являлось одновременное выполнение нескольких условий:

- 1) малый коэффициент отражения по входу 1 (S_{11});
- 2) высокий уровень развязки плеч 1 и 2 (S_{21});
- 3) равенство амплитуд сигналов в плечах 3(1) и 3(2).

Разность фаз сигналов в плечах 3(1) и 3(2), равная 90° , была достигнута изменением положения короткозамыкателей при сохранении разности длин короткозамкнутых плеч равной четверти длины волны в волноводе.

В процессе моделирования было выявлено существенное влияние радиуса закругления внутренних углов волноводов на характеристики соединения. Указанный радиус был измерен на существующих волноводах 1330×660 мм и оказался равным 6 мм. Это значение также было учтено в модели. Турникетное соединение в разрезе представлено на рис.3, а обозначения размеров согласующего устройства и положения короткозамыкателей указаны на рис.4.

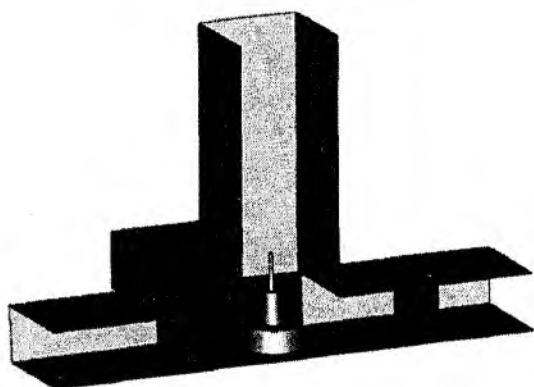


Рис. 3

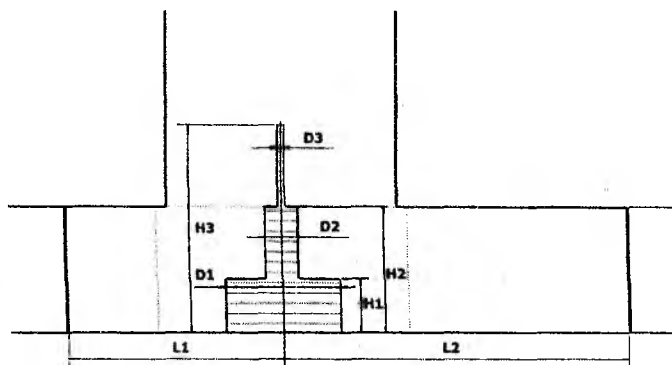


Рис. 4

Оптимальные размеры согласующего устройства составили: $D1 = 0,316\lambda$, $D2 = 0,09\lambda$, $D3 = 0,021\lambda$, $H1 = 0,148\lambda$, $H2 = 0,348\lambda$, $H3 = 0,579\lambda$, где λ – расчетная длина волны в свободном пространстве. Положение короткозамыкателей: $L1 = 0,6\lambda$, $L2 = 0,957\lambda$.

Результаты моделирования представлены на рис. 5 – 8. На рис. 5 приведены частотные зависимости элементов матрицы рассеяния (1) S_{11} и S_{21} . На рабочей частоте 158 МГц коэффициент отражения $S_{11} = -27,2$ дБ, а развязка плеч 1 и 2 $S_{21} = -33,7$ дБ.

Соотношения амплитуд и фаз поля в плечах 3(1) и 3(2) характеризуют коэффициент эллиптичности круговой поляризации на выходе квадратного волновода. Частотные зависимости амплитуд представлены на рис. 6, фаз – на рис. 7. На рис. 6 видно, что компонента, поступающая в плечо 3(1) непосредственно из плеча 1, является широкополосной. Компонента в плече 3(2) сформирована в результате отражения от короткозамкнутых плеч и является более узкополосной. На рабочей частоте коэффициенты передачи для обеих компонент равны и составляют $-3,033$ дБ. Из зависимостей, приведенных на рис. 7, следует, что разность фаз коэффициентов передачи равна $90,24^\circ$ на рабочей частоте. Поляризационную

развязку выходов 1 и 2 характеризуют зависимости, приведенные на рис. 8. При подаче волны правой круговой поляризации в плечи 3(1), 3(2) коэффициент передачи на рабочей частоте составляет 3 дБ для канала 2 и -66 дБ для канала 1. Таким образом, при точной настройке поляризационная развязка каналов 1 и 2 со входов 3(1), 3(2) может достигать 69 дБ.

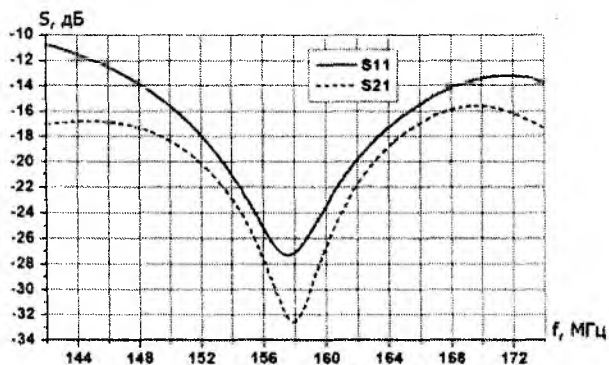


Рис. 5

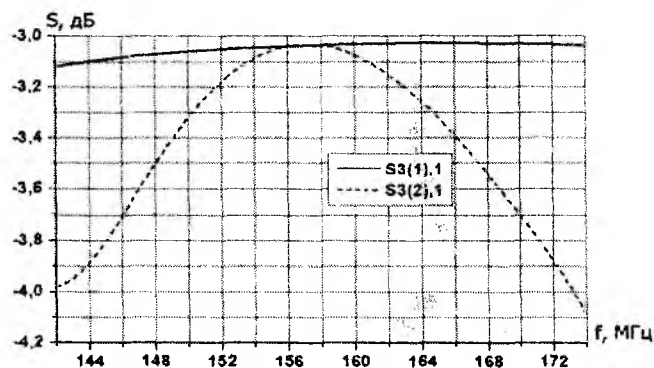


Рис. 6

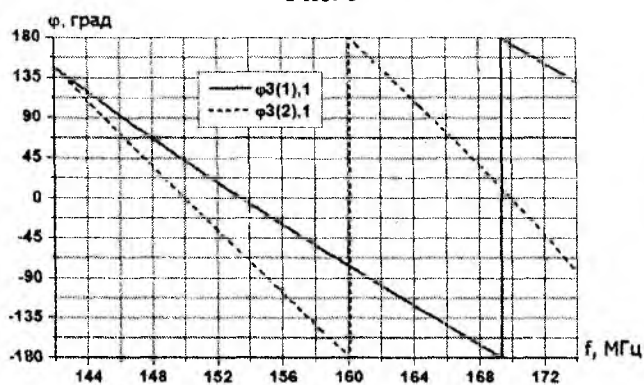


Рис. 7

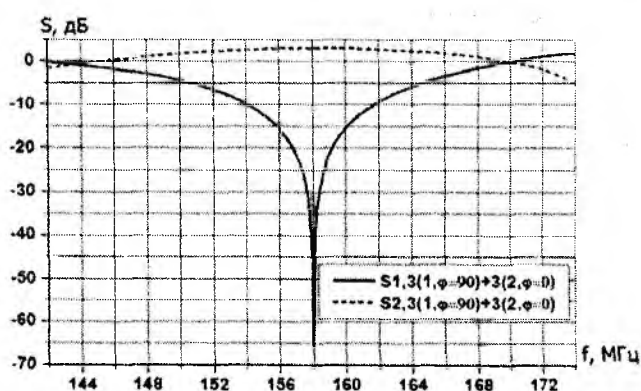


Рис. 8

Указанные характеристики получены при идеально согласованных нагрузках на всех выходах. При работе на реальный пирамидальный рупор картина может измениться, поскольку появятся отражения как от перехода волновод-рупор, так и от раскрыва рупора.

Внешний вид рассмотренного соединения турникетного типа в сборе с пирамидальным рупором антенны НДА-100 приведен на рис. 9. Полная высота конструкции составляет 22,2 м, раскрыв рупора $9,4 \times 9,4 \text{ м}^2$.

Результаты компьютерного моделирования S-параметров этой конструкции приведены на рис. 10. Сравнение их с зависимостями S_{11} и S_{21} , приведенными на рис. 5, показывает, что присоединение рупора вызвало смещение минимума S_{21} на $0,5 \text{ МГц}$ в сторону низких частот. Частотная зависимость S_{11} приобрела волнистый характер. Тем не менее, значения характеристик остаются высокими: на рабочей частоте $S_{11} = -22,1 \text{ дБ}$, $S_{21} = -32,6 \text{ дБ}$.

В результате моделирования была получена диаграмма направленности (ДН) рупора антенны НДА-100 при возбуждении со входа 1 турникетного соединения. Ее анализ показал, что максимум ДН ориентирован строго по оси рупора, уровень боковых лепестков не превышает $-13,5 \text{ дБ}$, коэффициент усиления относительно изотропного излучателя равен $21,8 \text{ дБ}$, ширина ДН по уровню -10 дБ в двух ортогональных вертикальных плоскостях отличается несущественно $-2\theta_{-10} = 30,7^\circ$, $2\varphi_{-10} = 28,8^\circ$. Пирамидальный рупор с такими параметрами ДН может использоваться в качестве облучателя двухзеркальной параболической антенны НДА-100.

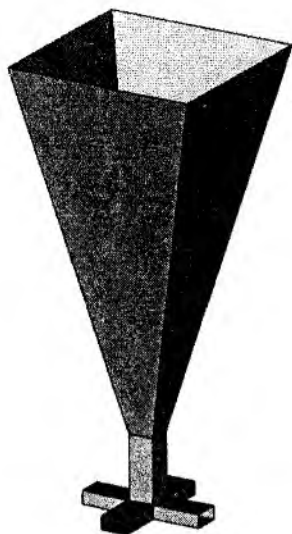


Рис. 9

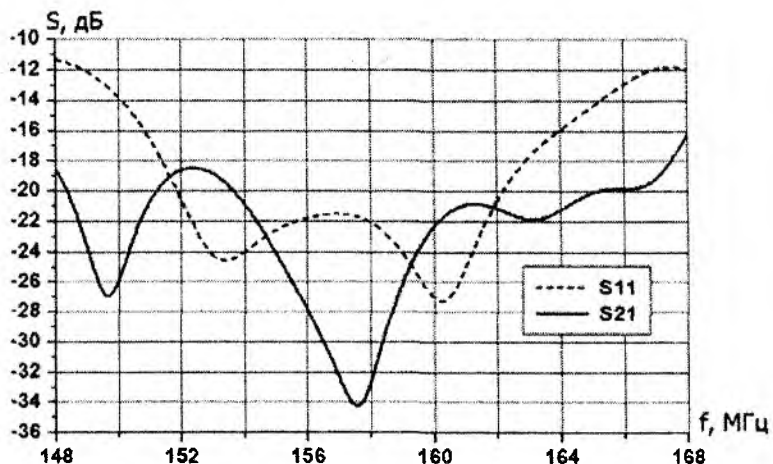


Рис. 10

Заклучение

Результаты компьютерного моделирования показывают, что предлагаемое соединение может быть согласовано на рабочей частоте радара НР и имеет высокие электродинамические характеристики (КСВН, развязка входов, амплитудные и фазовые соотношения компонент, формирующих круговую поляризацию).

Использование указанного соединения в качестве поляризатора и антенного коммутатора радара НР позволит применить одноканальную схему фидерного тракта, исключив необходимость текущего контроля и подстройки круговой поляризации.

Предлагаемое соединение турникетного типа в восьмиполосном включении обеспечивает развязку выходов 1 – 2 «передача – прием» не менее 30 дБ, что позволяет заменить антенные коммутаторы с газовыми разрядниками (на мощность 1 МВт) переключателями защиты приемника на p-i-n диодах (на мощность 1 кВт) с малым временем восстановления.

Список литературы: 1. Емельянов, Л.Я., Скляр, И.Б., Черняев, С.В., Полеткин, А.А. Контроль поляризации и стабильности параметров радара некогерентного рассеяния // Вестн. Нац. техн. ун-та «ХПИ»: Сб. науч. тр. Тематический выпуск: Автоматика и приборостроение. – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2001. – №4. – С. 85 – 88. 2. Evans, J.V. The Millstone ionospheric radar // Aeronomy report. – 1967. – No.19. – P. 47 – 50. 3. Харвей, А.Ф. Техника сверхвысоких частот / пер. с англ. под ред. В.И. Сушкевича. – М.: Сов. радио, 1965. – Т. 1. – 784 с. 4. Альтман, Дж.Л. Устройства сверхвысоких частот / пер. с англ. под ред. И.В. Лебедева. – М.: Мир, 1968. – 487 с.

Институт ионосферы НАН и МОНМС Украины

Поступила в редколлегию 05.09.2012

ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ МНОГОЗОНДОВОГО ПОДКЛЮЧАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА ДЛЯ КОНТРОЛЯ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ

Введение

Одной из наиболее ответственных операций в производстве электронных компонентов (ЭК) с матричными шариковыми выводами типа BGA (от англ. ball grid array) является функциональный контроль. С увеличением плотности выводов на корпусах микросхем повышается сложность контактирующих приспособлений, применяемых во время контроля для подключения контролируемого компонента к автоматизированному измерительному комплексу.

Актуальной задачей является разработка многозондовых подключающих устройств (МПУ), которые могли бы повысить точность и надежность тестирования ЭК. Важно также достичь таких электрических параметров самого МПУ, которые оказывали бы наименьшее влияние на контролируемые параметры ЭК.

Многозондовое подключающее устройство

Разработанное устройство контроля ЭК типа BGA/CSP реализуется в виде многослойного гибкого шлейфа [1 – 2], изготовленного из фольгированного диэлектрика, с алюминиевой проводниковой разводкой (рис. 1).

В качестве материала прижимающей пластины был выбран полиимид ФДИ-А-50 (полиимид толщиной 20 мкм и алюминий толщиной 30 мкм), характеризующийся гибкостью, пластичностью и стабильностью электрических характеристик. Для обеспечения надежного контакта зондов с шариковыми выводами и предотвращения окисления элементы зондов, представляющие собой плоские алюминиевые площадки, гальваническим способом покрываются никелем толщиной 5 – 10 мкм.

Внешние концы полиимидного шлейфа соединены с ZIF-разъемами, обеспечивающими подключение прижимающей пластины к автоматизированному измерительному комплексу (АИК).

МПУ для контроля BGA-компонентов имеет малые ГМХ, невысокую себестоимость по сравнению с аналогами, позволяет уменьшить время и себестоимость операции контроля.

Постановка задач исследования

Основными требованиями к МПУ являются:

1. Обеспечение контроля подключения каждого зонда. Это требование выполняется за счет того, что на шлейфе в зоне подключения к контролируемому компоненту каждый зонд МПУ разделен на четыре отдельных части (рис. 2), что дает возможность самоконтроля контакта каждого зонда к соответствующему выводу ЭК перед его проверкой или в случае необходимости.

2. Обеспечение одинаковой силы прижатия всех зондов (0,03...0,3 Н на каждый контакт «зонд-шариковый вывод ЭК»). Контактное взаимодействие с объектом контроля осуществляется за

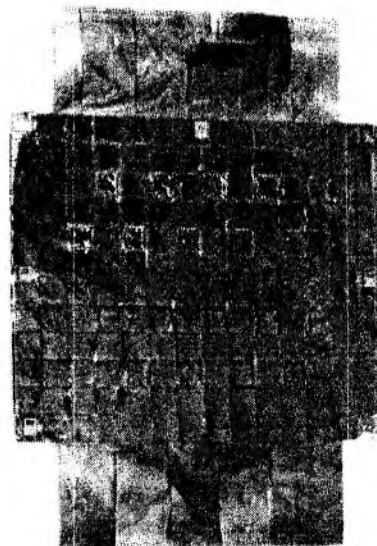


Рис. 1. Гибкий многослойный шлейф МПУ



Рис.2. Площадка зонда

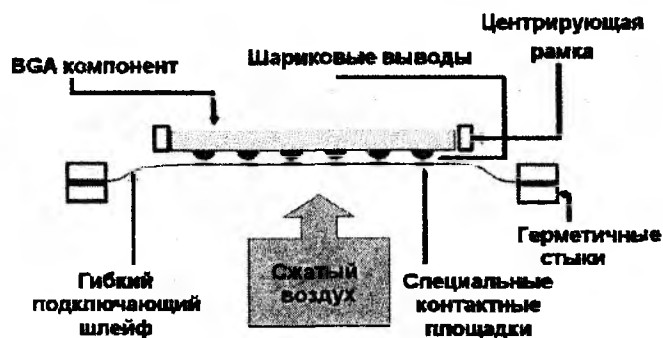


Рис.3. Схема подключения BGA-компонентов к МПУ

В процессе производства при измерении электрических параметров на оборудование могут влиять такие негативные факторы, как износ оборудования, загрязнение оборудования или продукции, человеческий фактор. Поэтому целью данного исследования является анализ параметров МПУ, которые могут повлиять на точность контроля ЭК. В качестве основных исследуемых параметров гибкого шлейфа выбрано сопротивление проводников, а также переходные сопротивления в зоне контакта «шариковый вывод-зонд МПУ».

Исследование переходного сопротивления контакта «шариковый вывод-полиимидный шлейф»

Переходное сопротивление – резкое увеличение активного сопротивления в месте перехода тока из одной детали в другую [3].

Проведен эксперимент для определения допустимого контактного усилия для прижатия полиимидного шлейфа к контролируемому компоненту с матричными шариковыми выводами посредством измерения переходного сопротивления контактов BGA-компонентов с полиимидным подключающим шлейфом.

Для измерения переходного сопротивления использовались макеты BGA-компонентов («dummies»), была вскрыта крышка, что обеспечило доступ к контактам ЭК с двух сторон. Измерения проводились для разного числа выводов, подключаемых к МПУ. К контактам постоянно были припаяны проводники.

Для измерения таких значений был использован четырехзондовый метод (рис. 4), который позволяет исключить влияние сопротивления соединительных проводов вольтметра ввиду его большого входного сопротивления, а сопротивления соединительных проводов источника тока – путем подстройки нужной величины тока.

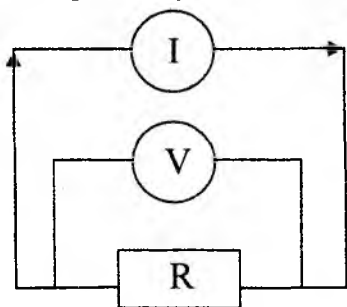


Рис. 4. Схема четырехзондового метода измерения сопротивления

Суть эксперимента заключается в анализе изменения сопротивления в зависимости от изменения давления в контактной группе «шариковый вывод-полиимидная пленка». Для обеспечения необходимых величин давления использовались разновесы от 1 до 150 г.

На рис. 5 представлены кривые, построенные по результатам 6 измерений. На рис. 6 представлены усредненные результаты значений, полученных из расчета давления на каждый шарик в отдельности.

Из полученных зависимостей следует, что при силе от 0,01 до 0,03 Н сопротивление резко падает, от 0,03 до 0,09 Н – также продолжает падать, но уже достаточно медленно.

3. Обеспечение необходимых электрических параметров (сопротивления проводников, паразитной емкости). При контроле электронных компонентов очень важно точно измерять электрические параметры, так как недостаточная точность контроля может привести к браку целой партии продукции или признанию годными бракованных изделий. Это особенно важно при функциональном контроле ЭК, где требуется измерение функциональных зависимостей.

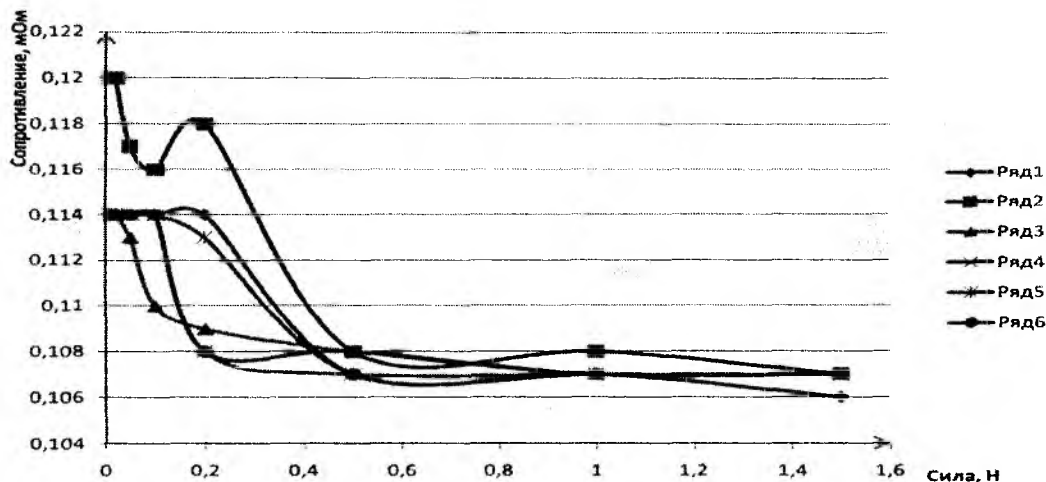


Рис. 5. График зависимости сопротивления от силы прижатия контактов

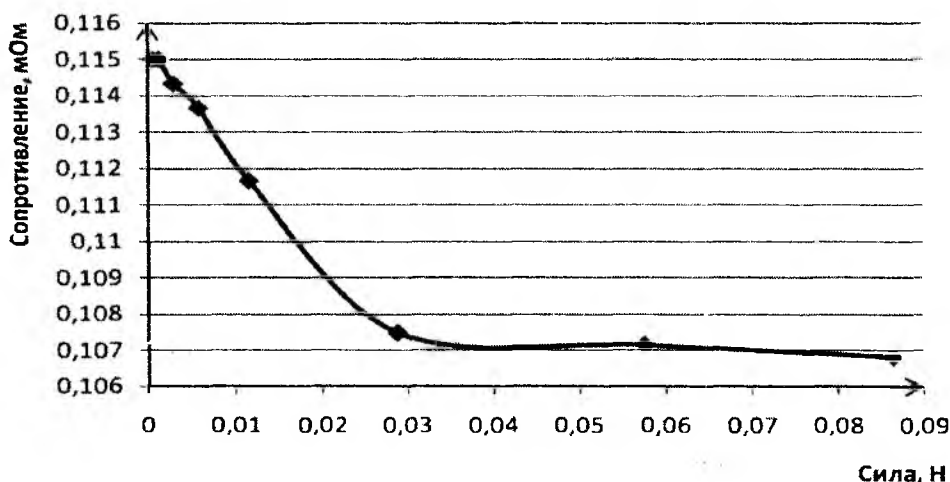


Рис. 6. График зависимости сопротивления от силы прижатия контактов, среднее значение для всех опытов, в пересчете для 1 контакта

Расчет сопротивления проводников МПУ

Произведем расчет сопротивления проводников на полиимидом шлейфе. Расчет сопротивления, вносимого проводниками на гибком полиимидном шлейфе, выполняем по формуле

$$R = \frac{\rho_s \cdot l}{S},$$

где R – искомое сопротивление; ρ_s – удельное сопротивление для алюминия, равное $0,028 \text{ Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$; l – длина проводника; S – площадь поперечного сечения проводника.

Площадь поперечного сечения вычисляем по формуле $S = h \cdot b$, где h – толщина проводящего слоя, равная $0,03 \text{ мм}$; b – ширина контактов, равная $0,1 \text{ мм}$.

Подставив данные значения, получим $S = 0,003 \text{ мм}^2$.

Были измерены длины всех проводников в каждом слое прижимающей пластины МПУ в соответствии с топологией (рис. 7), разработанной для контроля микросхем в корпусе FG-320 [4], после чего рассчитано сопротивление всех проводников. По полученным результатам можно судить, что сопротивление проводников на полиимидом шлейфе лежит в пределах от $0,1132$ до $0,07169 \text{ Ом}$. Рассчитанная величина математического ожидания $M = 0,0856$, среднеквадратического отклонения $\sigma = 0,00568$.

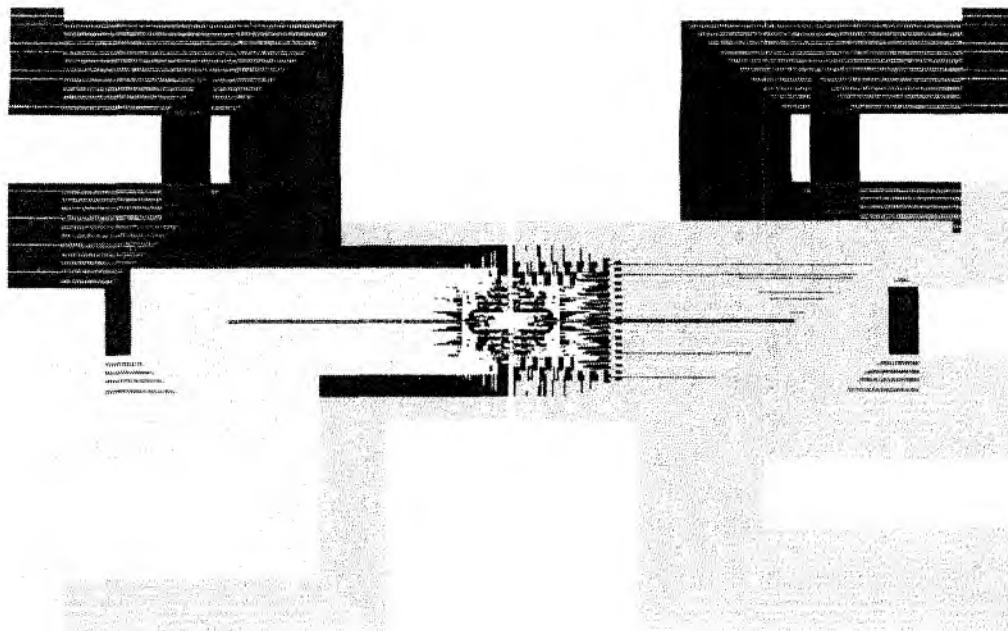


Рис. 7. Топология многослойной прижимающей пластины МПУ для контроля микросхемы в корпусе FG-320 (материал основания – ФДИ-А-50)

Выводы

Анализ полученной информации позволяет сделать вывод, что при поджатии подключающего шлейфа к VGA-компоненту давление на один шариковый контакт должно быть в пределах 0,07 – 0,3 Н (в соответствии с экспериментом и рекомендациями в литературе).

По оценке математического ожидания, дисперсии и среднеквадратического отклонения рассчитанных величин сопротивлений проводников можно судить об однородности сопротивлений спроектированной топологии, что значительно улучшает характеристики прижимающей пластины и упрощает настройку АИК.

Использование материала ФДИ-А-50 благодаря большой толщине проводникового слоя обеспечивает уменьшение сопротивления в десятки раз по сравнению с сопротивлениями, рассчитанными для топологии, разработанной для той же контролируемой микросхемы, но при использовании в качестве материала прижимающей платы полиимида ФДИ-А-35. Однако стоит помнить о том, что хотя увеличение толщины проводникового слоя позволяет значительно уменьшить сопротивление, это также приводит к увеличению сложности топологии и плотности расположения проводников.

Список литературы: 1. Невлюдов, И.Ш., Мартыняк, Р.М., Палагин, В.А., Слободян, Б.С., Разумов-Фризюк, Е.А., Жарикова, И.В., Дмитрив, М.И., Беляев, А.С. Подключающее МЭМС-устройство для контроля VGA-компонентов // *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*. – 2012. – №1. – С. 54–56. 2. Пат. 95190 України. Мікроелектромеханічний багатозондовий підмикальний пристрій / Борщов В.Н., Жарікова І.В., Кошій Л.Д., Лістратенко О.М., Невлюдов І.Ш., Палагін В.А., Проценко М.А., Разумов-Фризюк Є.А., Старченко О.П., Тertiшний С.М., Тимчук І.Т. 11.07.2011. 3. Lumbantobing, A., Kogut, L., Kotvopoulos, K. Electrical Contact Resistance as a Diagnostic Tool for MEMS Contact Interfaces // *Journal Of Microelectromechanical Systems*. – 2004. – Vol. 13, Issue: 6. PP. 977–987. 4. Невлюдов, И.Ш., Борщев, В.Н., Палагин, В.А., Разумов-Фризюк, Е.А., Жарикова, И.В., Тимчук, И.Т., Лукачев, О.Б., Проценко, М.А. Топология гибкого шлейфа для подключения к автоматизированным измерительным комплексам микросхем корпусе FG-320 // *Технология приборостроения*. – 2012. – №1. – С.21–25.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 07.09.2012

ВЛИЯНИЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ РЕЖИМОВ ОПЕРАЦИИ УЛЬТРАЗВУКОВОЙ СВАРКИ НА НАДЕЖНОСТЬ МОНТАЖНЫХ СОЕДИНЕНИЙ

Введение

Сварочные процессы протекают по сложным физико-химическим законам при высокой температуре. Совокупность различных факторов и явлений определяет качество микросварных соединений. Особенно сильно это влияние сказывается при операции ультразвуковой сварки при монтаже микроэлектронных изделий на гибкую коммутационную плату, что является причиной снижения качества и работоспособности конструкции и приводит к ее разрушению.

Оптимизация технологической операции ультразвуковой микросварки (УЗ-микросварки), за счет выбора определенного сочетания технологических параметров процесса микромонтажа, является эффективным методом повышения прочности и надежности сварных микросоединений [1].

Цель проведенных исследований – разработка регрессионной модели процесса монтажа МЭИ посредством УЗ-микросварки и оценка ее параметров по результатам полного факторного эксперимента (ПФЭ) типа 2^3 , определение оптимальных режимов, которые обеспечивают максимальную надежность монтажных соединений. В качестве критерия оценки надежности микросоединений выбрана их прочность на отрыв.

Постановка задачи исследования

Основными достоинствами метода моделирования процессов при помощи факторного эксперимента являются простота и возможность отыскания экстремальной точки (с какой-то погрешностью), если неизвестная поверхность достаточно гладкая и нет локальных экстремумов.

Экспериментальные исследования проведены на базе технологических мощностей предприятий НВП «Хартрон-Энерго» (г. Харьков) совместно с ведущими специалистами данных организаций в рамках программы исследований предприятия.

Материалом для экспериментальных исследований выбран двухслойный алюминий-полиимидный тестовый образец гибкой коммутационной платы (ГКП), основные конструктивные параметры которого приведены в табл. 1.

Таблица 1

Конструктивные параметры тестового образца	Значение
Габаритные размеры ГКП:	
- длина, мм	70
- ширина, мм	140
- толщина, мкм	50
Ширина проводников:	
- нижнего слоя, мкм	210
- верхнего слоя, мкм	100
Шаг между проводниками:	
- нижнего слоя, мкм	300
- верхнего слоя, мкм	200

Качество и надежность получаемых монтажных соединений $y(x)$ в основном зависит от следующих технологических режимов (факторов) [2]:

- выходной мощности УЗ-генератора x_1 (Вт);
- времени сварки x_2 (мс);
- усилия, прилагаемого к рабочему инструменту x_3 (г).

Поставлена задача нахождения математического описания процесса монтажа в окрестностях базовой точки с координатами $x_{01}=2 \text{ Вт}$, $x_{02}=350 \text{ мс}$, $x_{03} = 40 \text{ г}$, с использованием ПФЭ.

Решение общей задачи можно разбить на несколько этапов:

- вычисление построчного среднего значения функции отклика и дисперсий отклика в каждой точке плана эксперимента;
- проверка однородности построчных дисперсий;
- определение коэффициентов математической модели;
- определение дисперсии воспроизводимости;
- оценка статистической значимости коэффициентов модели;
- оценка адекватности модели и данных экспериментов, формирование выводов о возможности применения разработанной модели;
- оптимизация модели процесса монтажа.

ПФЭ проводили при заданных начальных условиях, приведенных в табл.2.

Таблица 2

Характеристика плана эксперимента	$x_1 \text{ (Вт)}$	$x_2 \text{ (мс)}$	$x_3 \text{ (г)}$
Основной уровень	2	350	40
Интервал варьирования	1	100	20
Верхний уровень	3	450	60
Нижний уровень	1	250	20
Область допустимых значений факторов	(0,025÷16)	(0,15÷0,55)	(15÷80)

На основе исходных данных (табл. 1-2) и результатов натуральных испытаний построена матрица планирования ПФЭ 2^3 , представленная в виде табл. 3.

Таблица 3

Номер-точка плана	Факторы эксперимента (режимы УЗ-сварки)								Отклики (прочность монтажных соединений)			
	x_0	x_1	x_2	x_3	x_1x_2	x_1x_3	x_2x_3	$x_1x_2x_3$	y_{1i}	y_{2i}	y_{3i}	\bar{y}_i
1	+	-	-	-	+	+	+	-	16	16,5	16,8	16,43
2	+	-	-	+	+	-	-	+	18,5	18,3	18,9	18,57
3	+	-	+	-	-	+	-	+	15,9	16,3	16,7	16,3
4	+	-	+	+	-	-	+	-	18,9	18,4	19	18,77
5	+	+	-	-	-	-	+	+	15,9	16	16,2	16,04
6	+	+	-	+	-	+	-	-	19,3	19,5	19,8	19,54
7	+	+	+	-	+	-	-	-	17	17,2	17,5	17,24
8	+	+	+	+	+	+	+	+	19,9	20	20,4	20,1

Произведены вычисления построчного среднего значения функции отклика и дисперсий отклика в каждой точке плана эксперимента. Для любой i -й точки среднее значение выходной величины вычисляется по формуле (1)

$$\bar{y}_i = \sum_{u=1}^m \tilde{y}_{iu} / m. \quad (1)$$

Построчная дисперсия выходной величины определяется выражением (2)

$$S^2\{y_i\} = \sum_{u=1}^m (y_{iu} - \bar{y}_i)^2 / (m-1). \quad (2)$$

Результаты расчета среднего значения выходной величины \bar{y}_i в каждой точке (для каждой строки $m=3$) приведены в табл.3.

Определена построчная дисперсия выходной величины \bar{y}_i в каждой точке (для каждой строки $m=3$):

$$S^2\{y_1\} = 0,1634; S^2\{y_2\} = 0,0934; S^2\{y_3\} = 0,16; S^2\{y_4\} = 0,1034; S^2\{y_5\} = 0,0234; \\ S^2\{y_6\} = 0,0634; S^2\{y_7\} = 0,0634; S^2\{y_8\} = 0,07.$$

Определено расчетное значение коэффициента Кохрэна [3]

$$G_p = S^2\{y_i\}_{\max} / \sum_{i=1}^N S^2\{y_i\}. \quad (3)$$

Сравнение расчетного значения коэффициента Кохрэна с критическим значением G - критерия G_T [3 - 4] показало, что т.к. условие $G_p < G_T$ выполняется, можно сделать вывод об однородности всех построчных дисперсий с выбранным уровнем статистической значимости $\alpha=0,05$.

Проверив построчные дисперсии на однородность, определили оценки коэффициентов модели по формуле

$$b_k = \sum_{i=1}^N \tilde{y}_{ik} x_{ik} / N. \quad (4)$$

где k – номер вектор-столбца (табл. 1).

Вычислены коэффициенты

$$b_0 = 17,87; b_1 = 0,3563; b_2 = 0,2288; b_3 = 1,3713; b_{12} = 0,2113; b_{13} = 0,2188; b_{23} = -0,0388; \\ b_{123} = -0,1213.$$

Оценка дисперсии воспроизводимости (оценка усредненных построчных дисперсий) в соответствии с результатами вычислений определялась согласно выражению

$$S_B^2 = \sum_{s=1}^N S^2\{y_i\} / N, \quad (5) \\ S_B^2 = 0,0926.$$

Дисперсия коэффициента b_k определяется с учетом свойства нормировки, оценки коэффициентов найдены с одинаковой дисперсией:

$$S^2\{b_k\} = S_B^2 / N \cdot m, \quad (6)$$

$$S^2\{b_k\} = 0,0926 / 8 \cdot 3 = 0,0039; S\{b_k\} = 6 \cdot 10^3 = 0,0624.$$

Оценка статистической значимости коэффициентов модели произведена по критерию Стьюдента. Влияние k -го фактора, отклонение k -го коэффициента от нуля учитывается следующим коэффициентом [3]

$$t_k = |b_k| / S\{y_i\}. \quad (7)$$

При выбранном уровне статистической значимости ($\alpha=0,05$) по таблицам Стьюдента [4] найдено табличное значение коэффициента t_T . Нуль-гипотеза будет принята в том случае, если будет выполняться неравенство

$$t_k < t_T. \quad (8)$$

Расчетные значения коэффициента Стьюдента t_k для найденных оценок коэффициентов b_k : $t_0 = 286,38$; $t_1 = 5,71$; $t_2 = 3,67$; $t_3 = 21,98$; $t_{12} = 3,39$; $t_{13} = 3,51$; $t_{23} = 0,62$; $t_{123} = 1,94$.

Неравенство (8) выполняется только для коэффициентов t_{23} и t_{123} . Следовательно, можно предположить, что они являются статистически незначимыми и их следует исключить из уравнения регрессии.

Таким образом, уравнение регрессии технологической операции УЗ-микросварки, содержащее статистически значимые коэффициенты, будет (в кодированной системе) иметь вид

$$\hat{y} = 17,87 + 0,3563x_1 + 0,2288x_2 + 1,3713x_3 + 0,2113x_1x_2 + 0,2188x_1x_3. \quad (9)$$

Полученное уравнение регрессии проверено на адекватность исследуемому объекту при помощи критерия Фишера [3]. Результаты проверки показали, что полученная модель (9) является адекватной и достаточно хорошо аппроксимирует экспериментальные данные.

Оптимизация процесса УЗ-микросварки

Оптимизация процесса микросварки представляет собой целенаправленный поиск значений влияющих факторов, при которых достигается экстремум критерия оптимальности (с учетом ограничений, наложенных на все влияющие факторы и функции отклика).

Существует несколько методов оптимизации результатов факторного эксперимента [3, 5, 6]. Наиболее простым, наглядным и точным является так называемый метод «крутого восхождения».

Анализ результатов ПФЭ показывает, что для дальнейшей оптимизации процесса микромонтажа применение метода «крутого восхождения» будет эффективным, так как полученная линейная модель (9) адекватна и не является резко асимметричной относительно коэффициентов.

Расчет методом «крутого восхождения» проведен в несколько последовательных этапов.

На первом этапе рассчитана величина шага движения по градиенту прочности монтажных сварных соединений. Расчет произведен по стандартной методике, исходя из значений коэффициентов регрессии [1].

С этой целью переход к новому натуральному масштабу интервалов варьирования осуществлен с помощью формулы

$$L_i = b_i \delta_i, \quad (10)$$

где b_i – коэффициенты регрессии; δ_i – единицы варьирования.

Рассчитано, что $L_1 = 0,36$; $L_2 = 23$; $L_3 = 27,4$. Абсолютная величина $|L_{\max}|$ имеет наибольшее значение для фактора погружение рабочего инструмента, следовательно, этот фактор принят в качестве базового. Для остальных факторов новые коэффициенты рассчитывают по формуле

$$\gamma_i = \frac{L_i}{L_{\max}}, \quad (11)$$

где γ_i – новые коэффициенты при значимых факторах.

Рассчитанные коэффициенты составлены для факторов:

- мощность УЗ-генератора – $\gamma_1 = 0,01$;
- время сварки – $\gamma_2 = 0,84$;
- нагрузка рабочего инструмента – $\gamma_3 = 1$.

На следующем этапе для базового фактора (x_3) выбран модуль шага движения по градиенту (h_i). Учитывая, что $\delta_{\text{баз.3}} = 20$, принимаем $h_{\text{баз.3}} = 18$. Далее рассчитываются шаги движения остальных факторов:

$$h_i = h_{\text{баз.3}} \gamma_i \quad (12)$$

Округляя значения h_1, h_2 , получим следующие шаги движения по градиенту: $h_1=0,18$; $h_2=15,12$.

На последнем этапе рассчитаны условия и результаты опытов «крутого восхождения» (мысленных опытов) по модели (9). Значения факторов, определяющих условия опытов, определяются по формуле

$$X_{ji} = X_{j-1,i} + h_i, \quad (13)$$

где j – номер опыта; i – номер фактора.

Результаты расчета условий мысленных опытов приведены в табл. 4

Таблица 4

Характеристика плана эксперимента	x_1	x_2	x_3
Интервал варьирования (δ_i)	1	100	20
Базовый (основной) уровень	2	350	40
Коэффициент регрессии (b_i)	0,3563	0,2288	1,3713
Произведение $L_i = b_i \delta_i$	0,36	23	27,4
Коэффициент (γ_i)	0,01	0,84	1
Шаг движения (h_i)	0,18	15,12	18
Область допустимых значений факторов	(0,025÷16)	(0,15÷0,55)	(15÷80)

Движение по градиенту считали эффективным, если реализация мысленных опытов, рассчитанных на стадии «крутого восхождения», приводит к увеличению значения параметра оптимизации (прочности монтажных соединений) по сравнению с наилучшим результатом в матрице полного факторного эксперимента. Режимы ТО УЗ-сварки и прочность сварных монтажных соединений, выявленная в результате мысленных и реализованных опытов методом «крутого восхождения» приведены в табл. 5.

Таблица 5

№ опыта	x_1	x_2	x_3	Умысл.	Уреал.
1	2,18	365,12	58	26,5	25,7
2	2,36	380,24	76	28,7	27,7
3	2,54	395,36	94	30,9	27,1

Как видно, прочность сварных микросоединений, выявленная в реализованном опыте №2, составила 27,7 г. Кроме того, реализован опыт №3, в котором при движении по градиенту, фактор x_1 достигал границ допустимых значений, при этом значение параметра оптимизации начало уменьшаться, что дало сигнал о прекращении движения по градиенту, т.к. оптимум найден (табл. 5).

Выводы

На основании проведенных исследований можно заключить, что применение метода крутого восхождения в данном случае оказалось эффективным в реализованном опыте №2 (27,7 г), видим, что прочность монтажного соединения увеличивается в 1,34 раза.

В результате эксперимента по плану «крутого восхождения» определены оптимальные режимы УЗ-микросварки: мощность УЗ-генератора 2,5 Вт, время сварки – 380 мс, нагрузка рабочего инструмента – 0,76 Н.



Список литературы: 1. *Невлюдов, И.Ш., Проценко, М.А. и др.* Использование метода планирования экспериментов при оптимизации процесса микромонтажа многослойных конструкций гибких коммутационных структур // *Вісник НТУ «ХП»*. – Харків : НТУ «ХП». – 2012. – Вип. №9. – С. 30-35. 2. *Грачев, А.А.* Ультразвуковая микросварка. – М. : Энергия, 1977. – 184 с. 3. *Саутин, С.Н.* Планирование эксперимента в химии и химической технологии. – М. : Химия, 1975. – 50с. 4. *Налимов, В.В.* Логические основания планирования эксперимента. – М. : Металлургия, 1981. – 155 с. 5. *Моисеев, Н.Н.* Элементы теории оптимальных систем. – М. : Наука, 1975. – 526 с. 6. *Ахназарова, С.Л.* Методы оптимизации эксперимента. – М. : Высш. шк., 1985. – 327 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 04.09.2012

С.П. АРСЕНИЧЕВ, Д.А. ПОЛЕТАЕВ, канд. физ.-мат. наук,
 Н.И. СЛИПЧЕНКО, д-р физ.-мат. наук, В.В. СТАРОСТЕНКО, д-р физ.-мат. наук,
 Е.П. ТАРАН, канд. физ.-мат. наук, А.А. ШАДРИН, канд. техн. наук

РЕЗОНАНСНЫЕ СВОЙСТВА МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПЛАСТИНЫ В ВОЛНОВОДЕ

Введение

В волноводной технике широко используются индуктивные и емкостные диафрагмы, резонансные окна и штыри [1 – 3]. Их свойства и характеристики достаточно хорошо изучены и нашли широкое применение в различных СВЧ устройствах. Если одиночная индуктивная диафрагма не замыкает широкие стенки волновода, т.е. имеет с ними емкостные зазоры, тогда такая структура может обладать резонансными свойствами. Данную структуру можно трактовать и как проводящую пластину, расположенную вблизи узкой стенки волновода.

В настоящее время широко используются пленки – проводящие, диэлектрические, полупроводниковые. Вместо проводящей пластины целесообразно взять проводящую пленку на диэлектрической подложке, т.е. исследовать дифракционные свойства металлодиэлектрической структуры (МДС) в волноводе. Подложка в этом случае, в отличие от тел с большой диэлектрической проницаемостью в волноводе [4, 5], играет вспомогательную роль.

Цель настоящей работы – исследование с помощью численных и экспериментальных методов резонансных свойств металлодиэлектрической пластины в волноводе.

Численная модель

Численная модель предполагает решение дифракционной задачи для МДС в волноводе (рис.1). МДС в общем случае может быть произвольно ориентирована и примыкать к узкой стенке волновода. Исследования проводились для трех наиболее характерных ориентаций (рис.2). МДС располагалась на расстоянии L от узкой стенки волновода.

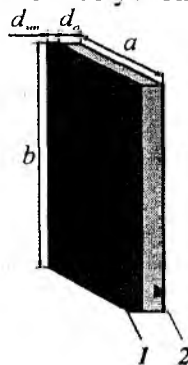


Рис.1. Металлодиэлектрическая структура

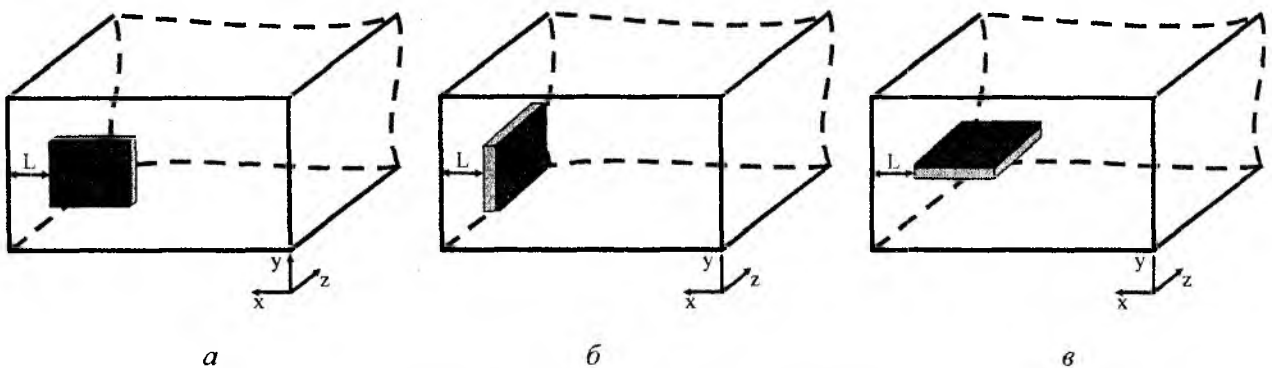


Рис.2. Ориентации МДС в волноводе

Основой численной модели являлось волновое уравнение, которое для МДС в волноводе решалось с помощью декомпозиционного метода [6]. При численной реализации область с МДС и волноводом с высшими типами волн ограничивалась плоскостями S_1 и S_2 и представлялась в виде совокупности кубических автономных блоков, которые соединялись виртуальными волноводными каналами (рис.3) [6]. Размеры автономных блоков изменялись в рассматриваемой области для учета особенностей рассматриваемой структуры (адаптивная сетка). Каждый кубический автономный блок описывался двухмодовой комплексной шестиканальной матрицей рассеяния, которая представляла собой реакцию автономного блока на падающую электромагнитную волну заданной поляризации, распространяющуюся по соответствующему виртуальному волноводному каналу [6]. Коэффициенты матрицы рассеяния определялись геометрическими и электрофизическими параметрами каждого автономного блока [6]. На границах автономных блоков удовлетворялись соответствующие граничные условия для полей [2, 6], стенки волновода предполагались идеально проводящими.

При построении декомпозиционной схемы нерегулярные включения в волноводный тракт представлялись совокупностью однородных автономных блоков, блоков «короткого замыкания», описывающих реакцию проводящей пленки на падающую электромагнитную волну и блоков перехода, служащих для согласования структур с различными электрофизическими свойствами.

Пример пространственной декомпозиции моделируемой области в поперечном сечении приведен на рис.4. Для определения общей матрицы рассеяния всей структуры использовалась операция рекомпозиции [6]. Значения коэффициентов отражения S_{11} и прохождения S_{12} в дальней зоне являлись исходными для вычисления коэффициентов стоячей волны (K_{CB}) и ослабления (A):

$$K_{CB} = \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}}; \quad A = 20 \cdot \lg(S_{12}). \quad (1)$$

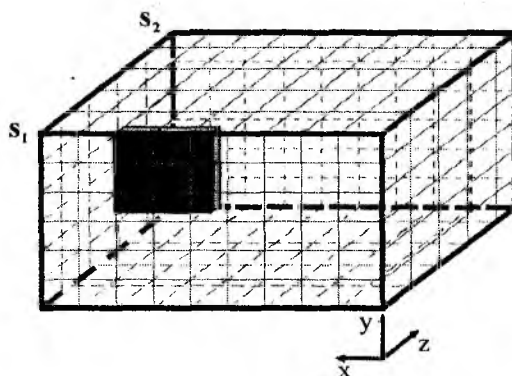


Рис.3. Моделируемая область в виде кубических автономных блоков

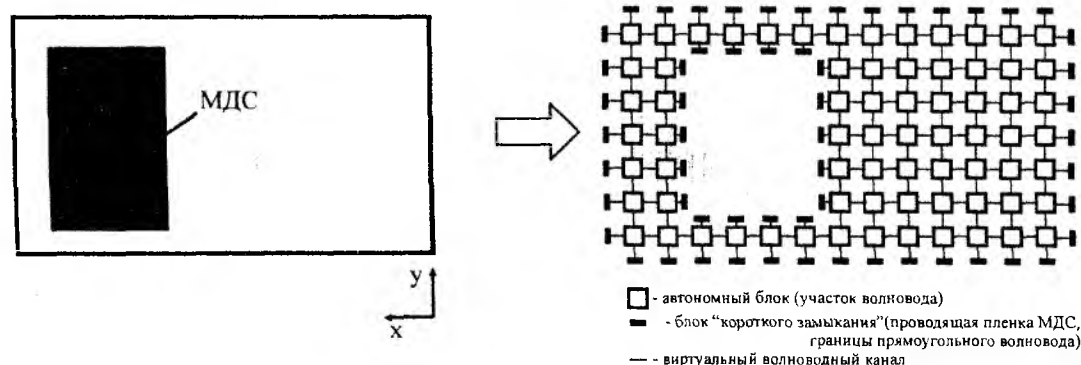


Рис.4. Декомпозиционная схема моделируемой области (в плоскости XY)

Экспериментальные исследования

Экспериментальные исследования проводились на панорамном измерителе коэффициента стоячей волны $K_{СВ}$ и ослабления A – Р2-56. $K_{СВ}$ и A измерялись в диапазоне частот $f = 3,0 \dots 4,1$ ГГц в волноводе с поперечным сечением 34×72 мм. В экспериментальных исследованиях резонансных свойств металлодиэлектрических структур в волноводе МДС представляли собой подложки из оргстекла ($\epsilon = 3,5$) и стеклотекстолита ($\epsilon = 4,5$), на которые наклеивалась фольга из алюминия или меди. МДС фиксировались в волноводе в пенопластовой вставке. Особых требований при экспериментальном решении дифракционной задачи ни к подложке, ни к фольге не предъявлялось. Зависимости $K_{СВ} = K_{СВ}(f)$ и $A = A(f)$ позволяют судить о резонансных свойствах МДС в волноводе.

Резонансные свойства металлодиэлектрической пластины в волноводе

Резонансные свойства системы характеризуются резонансной частотой f_0 и добротностью Q . Нас будут интересовать в основном сама возможность резонанса для МДС в волноводе и резонансная частота. Эти характеристики зависят от размеров МДС ($a \times b$), расстояния МДС от узкой стенки волновода, ориентации МДС (рис.1, 2), проводимости металлизации, толщины пленки и подложки, диэлектрической проницаемости подложки.

На рис.5 представлена зависимость коэффициента стоячей волны от частоты для трех размеров МДС: 20×20 , 15×20 и 10×20 мм при ориентации в волноводе, как показано на рис.2, а. Расстояние от узкой стенки волновода L выбрано 10 мм. На рис.5 дискретными точками показаны экспериментальные значения, сплошные линии соответствуют результатам численного расчета.

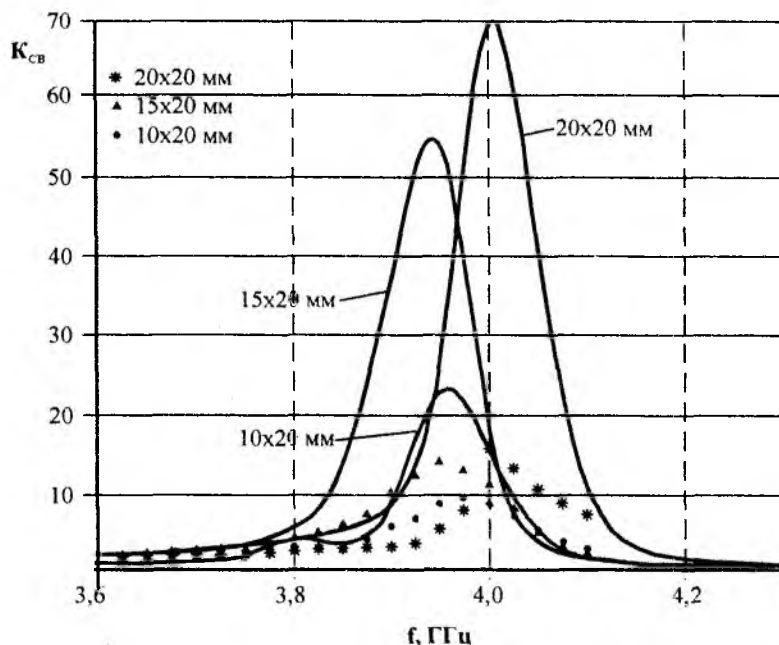


Рис.5. Зависимость $K_{СВ}$ от частоты для МДС разных размеров

Теоретические и экспериментальные зависимости качественно близки друг к другу. Отличие в теоретических значениях $K_{СВ}$ от подобных экспериментальных значений объясняется тем, что в расчетах проводимость стенок волновода предполагалась бесконечной. По резонансной частоте различие между экспериментальными значениями и теоретическими не превышает 7%. Из рисунка видно, что размер стороны a МДС (рис.1) оказывает нелинейное воздействие на резонансную частоту системы волновод-МДС. Это обусловлено сложной

зависимостью сосредоточенных емкости и индуктивности от геометрических размеров металлодиэлектрической структуры в волноводе. Следует отметить уменьшение K_{CB} с уменьшением размера МДС (рис.5). В других ориентациях МДС в волноводе (рис.1, б, в) резонансные явления в выбранном частотном диапазоне отсутствуют.

На рис.6 представлена зависимость K_{CB} на резонансной частоте от расстояния L (рис.1). Дискретными точками показаны экспериментальные значения, сплошные линии соответствуют результатам численного расчета.

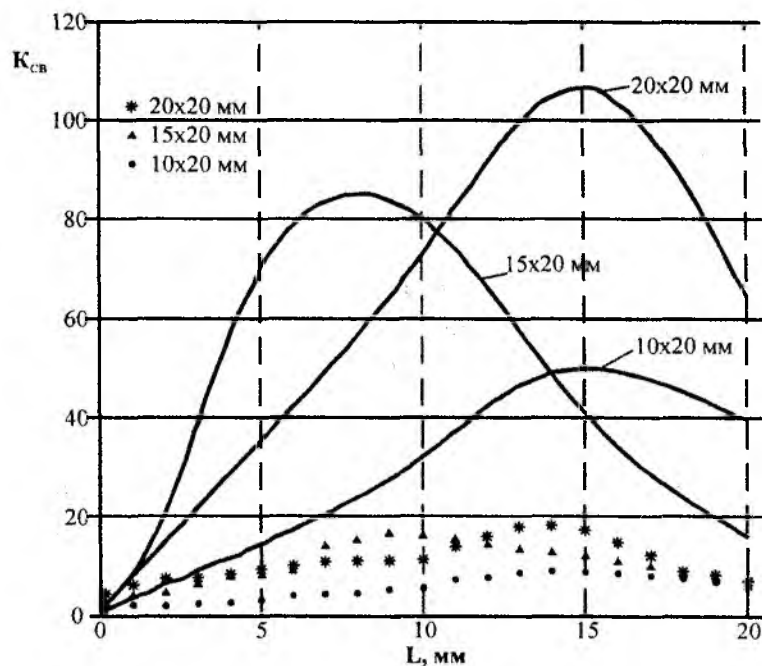


Рис.6. Зависимость K_{CB} от расстояния до узкой стенки волновода

Как и в случае зависимости $K_{CB} = K_{CB}(f)$ (рис.5) теоретические и экспериментальные зависимости $K_{CB} = K_{CB}(L)$ качественно близки друг к другу. Резонансные свойства МДС в волноводе в значительной степени определяются проводимостью стенок волновода, что следует из количественного сравнения теоретических и экспериментальных данных.

Максимальные значения K_{CB} (рис.6) нелинейно зависят от расстояния до узкой стенки волновода L и размеров $a \times b$ МДС, что обусловлено соответствующей зависимостью индуктивности и емкости МДС в волноводе. Максимум коэффициента стоячей волны (добротности) для разных размеров МДС приходится на расстояние $L = 7 \dots 17$ мм.

На рис.7 представлена зависимость резонансной частоты от расстояния L . Из рисунка видно, что теоретические и экспериментальные данные качественно коррелируют между собой.

Аналогичные зависимости были сняты экспериментально и рассчитаны численными методами для ослабления A . В целом эти зависимости аналогичны приведенным на рис.5 – 7. Изменения диэлектрической проницаемости в указанных выше пределах практически не влияют на зависимости, приведенные на рис.5 – 7.

По своим характеристикам МДС в волноводе аналогична параллельному колебательному контуру. Эти свойства можно использовать для волноводных фильтров и аттенуаторов.

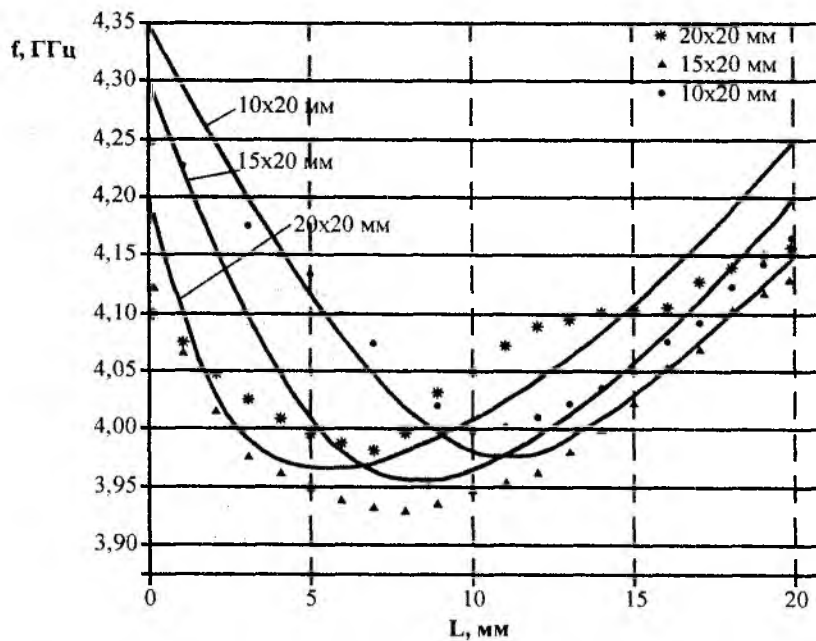


Рис.7. Зависимость резонансной частоты от расстояния до узкой стенки волновода

Заключение

Приведены результаты теоретических и экспериментальных исследований свойств металлодиэлектрической структуры в волноводе. Проведенные исследования показали, что МДС или проводящая пластина вблизи узкой стенки в волноводе обладают резонансными свойствами, что можно использовать в волноводной технике.

Список литературы: 1. Лебедев, И.В. Техника и приборы СВЧ. – М. : Высш. шк., 1970. – 440 с. 2. Кураев, А.А., Попкова, Т.Л., Сеницын, А.К. Электродинамика и распространение радиоволн. – Минск : Бестпринт, 2004. – 358 с. 3. Makimoto, M. Microwave resonators and filters for wireless communication. – Berlin: Springer, 2000. – 168 p. 4. Хижняк, Н.А., Козарь, А.И. Резонансное рассеяние электромагнитных волн на диэлектрической сфере в волноводе // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1975. – Т.18, № 1. – С. 29 – 35. 5. Глазун, В.В., Колесников, В.С., Моденов, В.П., Пирогов, Ю.А. Резонансно-дифракционные свойства диэлектрического параллелепипеда в прямоугольном волноводе // Известия вузов СССР. Серия Радиофизика. – 1986. – Т.26, №12. – С.1509-1511. 6. Никольский, В.В., Никольская, Т.И. Декомпозиционный подход к задачам электродинамики. – М. : Физматлит, 1983. – 304 с.

Таврический национальный университет
им. В.И. Вернадского
Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 09.09.2012

ОПТИМИЗАЦИЯ КАНАЛА СВЯЗИ СИСТЕМЫ ММО

Введение

При создании беспроводных сетей могут выдвигаться различные требования, зависящие от условий их эксплуатации, особенностей канала распространения и требований, установленных нормативными актами (как в случае с ведомственными сетями) или правилами. Такими требованиями часто являются увеличение зоны покрытия, повышение пропускной способности, уменьшение вероятности битовых и пакетных ошибок, а также увеличение скрытности и помехоустойчивости системы. Как можно заметить, эти условия порой бывают противоречивы и, при постановке задачи на проектирование сети необходимо правильно расставить приоритеты. С другой стороны – при реализации сети – непосредственно изменить эти характеристики невозможно, но они зависят от набора параметров системы, которые можно регулировать в некоторых пределах. Такими параметрами могут быть частота несущей, вид модуляции, ширина спектра и форма сигнала, выбор антенн, их расположение и ориентация и другие; все эти параметры ограничены требованиями и техническими возможностями. Разработчику необходимо синтезировать такой набор параметров, при которых система передачи имела требуемые характеристики.

Существует множество различных стандартизированных цифровых систем передачи информации, параметры которых выбраны таким образом, чтобы обеспечивать определенный уровень качества. Такими стандартами являются IEEE 802.11, IEEE 802.15, WiMAX, IEEE 802.22, EDGE, UMTS, LTE. При использовании подобных систем количество параметров, которыми можно манипулировать, значительно уменьшается, что упрощает задачу проектирования системы связи и одновременно накладывает ограничения на возможные характеристики системы. Расширить возможности позволило внедрение системы ММО, основной особенностью которой является наличие нескольких независимых антенных каналов на приемной и передающей сторонах, которая, по сравнению с классическими одноантенными системами, имеет ряд значительных преимуществ. Во-первых, такие системы используют многолучевость, что в классических системах связи являлось причиной замираний; во-вторых, система передачи с технологией ММО более гибкая и позволяет перераспределять ресурсы системы, меняя лишь алгоритм ее работы. Однако с увеличением количества параметров системы связи усложняется и задача ее построения.

Система передачи данных

В качестве примера рассмотрим вариант построения системы связи на основе стандарта IEEE 802.11n с использованием нескольких алгоритмов оптимизации и имитационной модели системы распространения. Допустим, система передачи информации находится в закрытом помещении; передатчик с двумя антеннами и приемник с двумя антеннами. Характеристики помещения даны в [1]. Схема модели системы передачи приведена на рис. 1, подробнее эта модель описана в работах [4, 5].

Модель канала связи, основанная на кластерном подходе, описывает канал набором групп рассеивающих объектов. Кластерами называют импульсы, отраженные от этих объектов, которые объединены по следующим признакам:

- при излучении дельта-импульса интервалы прихода отраженных импульсов будут одинаковы;
- амплитуды импульсов будут затухать экспоненциально.

Кластеров в помещении может быть от двух до шести, и взаимное расположение антенн приемника и передатчика не влияет на их количество.

Модель, схема которой приведена на рис. 1, позволяет учитывать следующие параметры системы: количество уровней модуляции PSK и ее угол (в модуляторах $M1$, $M2$ и демодуляторах $D1$, $D2$), длительность одного импульса передаваемых данных и их количество (в источниках данных $RG1$, $RG2$), характеристики канала передачи и отношение сигнал-шум на выходе линейной части приемника (в блоке имитации канала H), а также период дискретизации сигнала (в блоке обработки сигнала F). При моделировании эти параметры были установлены такими значениями: модуляция – BPSK с фазой $\pi/4$; количество передаваемых бит – 10^4 ; отношение сигнал-шум – 7 дБ; длительность импульса – 30 нс; период дискретизации – 0,2 нс.

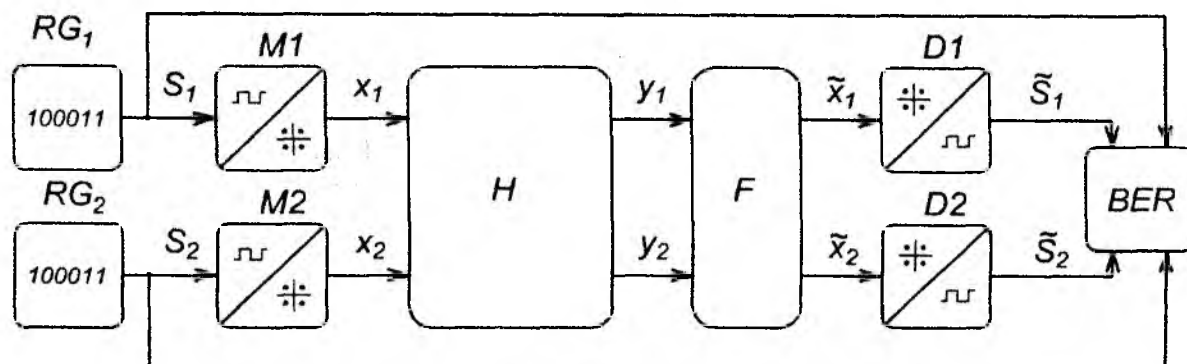


Рис. 1

Постановка задачи оптимизации

Для рассмотрения цифровой системы как объекта оптимизации опишем некоторые ее особенности и закономерности и выделим основные части системы.

При постановке задачи оптимизации в первую очередь необходимо определить набор независимых параметров, а также условий, которые определяют допустимые значения, принимаемые переменными. Следующий шаг – получение целевой функции как меры качества объекта оптимизации с заданными переменными. Третьим шагом является выбор метода и решение оптимизационной задачи, то есть нахождение такого набора значений переменных, которому отвечает оптимальное значение целевой функции. Оптимальным значением считается минимум или максимум функции. Если оптимизация связана с расчетом оптимальных значений переменных, являющихся параметрами заданной структуры объекта, то она называется параметрической оптимизацией.

Задачей минимизации целевой функции является нахождение такого значения вектора входных параметров X_g , при котором целевая функция $f(X)$ будет иметь минимальное значение в области допустимых значений E . Аналитически ее можно записать следующим образом:

$$f(X_g) = \min_{X \in E} f(X). \quad (1)$$

Рассмотрим канал распространения, в котором находятся три группы объектов, образующих кластеры, степень влияния на канал которых можно менять, тем самым изменяя коэффициент отражения в направлении приемника. Иными словами мы можем изменять соотношение амплитуд кластеров. Таким образом, группу параметров, по которым будет производиться оптимизация, представляют три коэффициента при амплитудах кластеров. Обозначим их как a – степень влияния первого кластера, b – степень влияния второго кластера, c – степень влияния третьего кластера. Тогда вектор входных параметров – X , используемый в выражении (1), будет иметь вид

$$X = [a \ b \ c] \quad (2)$$

Введем ограничения на пределы изменения параметров. При измерении характеристик канала максимальное отношение амплитуд кластеров составляет 3. Основываясь на этом, зададим пределы изменения этого соотношения немного большими:

$$a = [1,0, 5,0] \quad b = [1,0, 5,0] \quad c = [1,0, 5,0] \quad (3)$$

Поскольку матрица канала включает также характеристики антенн и канала распространения, то изменениями их параметров можно имитировать различные системы связи и условия распространения. Критерием качества системы связи будем считать вероятность битовой ошибки – BER.

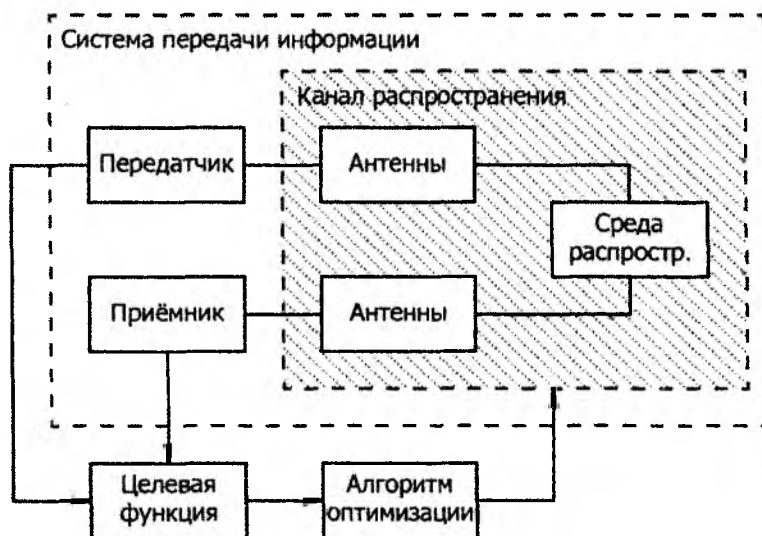


Рис. 2

Оптимизация канала связи

Используя имитационную модель цифровой системы передачи информации, описанную в [4, 5], а также характеристики канала, приведенные в [1], определим вероятность битовой ошибки в системе связи при различных коэффициентах при амплитудах кластеров (a, b, c) и построим график в гексагональной системе координат (рис. 3).

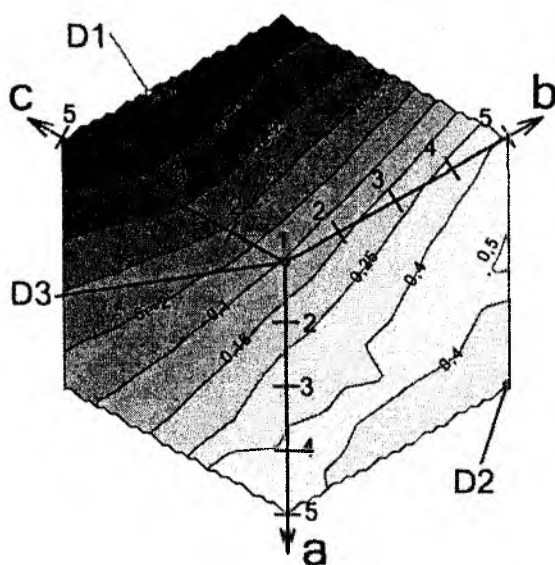


Рис. 3

На рис. 3 изображены три ключевые точки. Точка A1 является исходной, условия, соответствующие ей, отображают состояние канала до его оптимизации. Значение функции составляет 0,1. Точка A2 является глобальным минимумом исследуемой поверхности оптимизации в заданных пределах. Цель оптимизации – наискорейшее получение координат этой точки. В данном случае ее координаты (1, 2, 5), что составляет $7,5 \times 10^{-3}$. Точка A3 является локальным минимумом и имеет координаты (5, 5, 1). При некоторых условиях результаты вычисления детерминированных алгоритмов оптимизации могут сойтись в окрестностях этой точки, что является неудовлетворительным результатом, поскольку значение целевой функции в этой точке составляет 0,26, что хуже, чем канал без оптимизации.

На рис. 4 изображены шаги процесса оптимизации методом внутренних точек [6] с различными исходными значениями. Критерием остановки было выбрано количество вычислений целевой функции не более 50, поскольку эта операция наиболее ресурсоемкая, и максимальное количество шагов, равное 20. Особенностью этого метода является то, что значение вектора оптимизируемых параметров не может достигать границ области E , что, с одной стороны, позволило не сойтись в локальном минимуме, находящемся около точки $(4,4,1)$, а с другой стороны, – не позволило достичь оптимального значения на границе области допустимых значений. Следует заметить, что количество шагов оптимизации для всех исходных значений не превысило 9, что говорит о том, что алгоритм быстро сходится, но не достигает оптимального значения, что может быть объяснено случайным характером целевой функции, обусловленным конечным количеством передаваемых бит и наличием в канале шума, и, как следствие, разбросом значений.

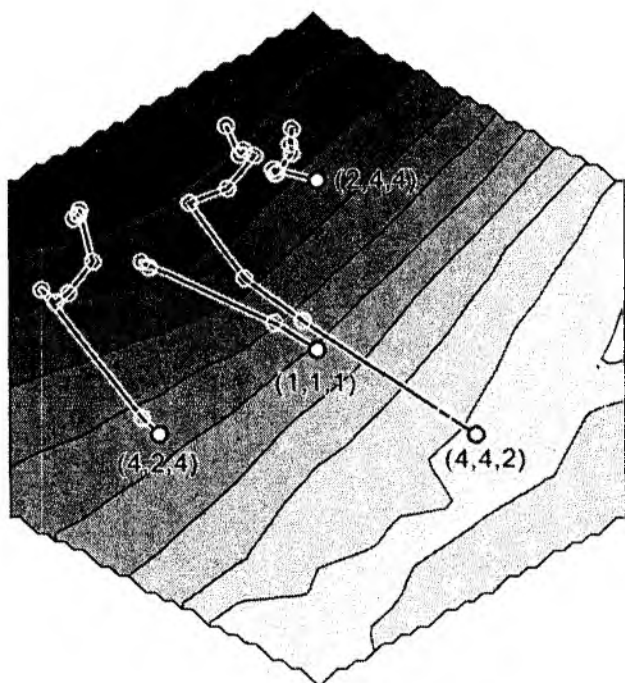


Рис. 4

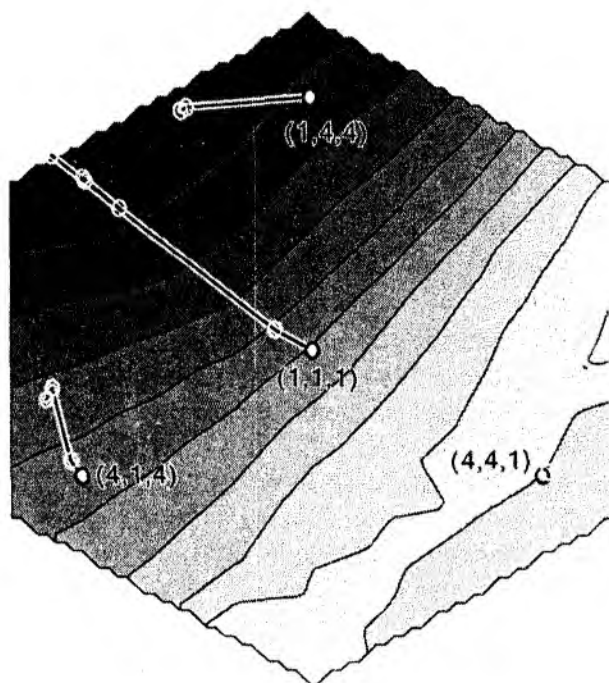


Рис. 5

На рис. 5 приведены результаты работы метода активных ограничений [8]. Максимальное количество шагов и вычислений целевой функции было выбрано таким же, как и для предыдущих случаев. Из четырех начальных точек одна попала в локальный минимум и также сделала несколько шагов, исчерпав лимит вычислений целевой функции. Из точки $(4,1,4)$ алгоритм сделал шесть шагов, однако поменял направление движения и был завершён далеко от глобального минимума. Для остальных случаев было сделано 6 шагов.

На рис. 6 изображен процесс оптимизации по алгоритму доверительной области [7]. Критерий остановки был выбран таким же, как и для случая с методом внутренних точек. Оптимизация была проведена для четырех значений начальных точек. Как показали расчеты, из точки $(4,4,1)$ алгоритм попал в локальный минимум, сделав при этом всего лишь два шага. В остальных случаях алгоритм сошелся за 8 шагов в окрестности глобального минимума. Чтобы достичь окрестностей глобального минимума, понадобилось не больше двух шагов, что является лучшим результатом из трех приведенных методов.

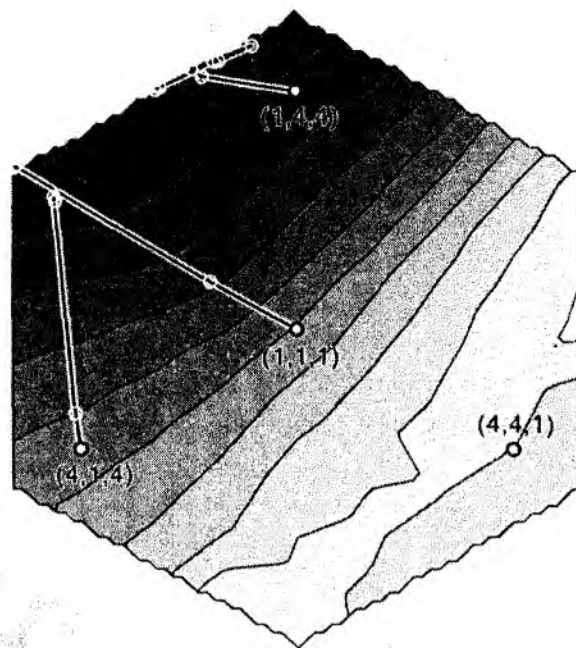


Рис. 6

Заключение

Рассмотрен способ построения беспроводной цифровой системы передачи информации с улучшенными характеристиками на основе технологии IEEE 802.11n в закрытом помещении с применением алгоритма оптимизации. Для оценки системы связи была использована разработанная ранее имитационная модель системы связи, основанная на кластерном представлении канала. Удобное графическое представление результатов моделирования, предложенное в работе, позволило наглядно продемонстрировать процессы оптимизации для нескольких известных методов.

Сравнительный анализ результатов оптимизации показал, что метод доверительной области требует минимального количества шагов оптимизации для достижения минимума целевой функции, а также менее чувствителен к выбору начальной точки оптимизации.

Список литературы: 1. Кузнецов, А. А., Цона, А. И. Экспериментальные исследования MIMO канала связи для оценки его качества на основе имитационной модели // Радиотехника. – 2012. – Вып. № 169. – С. 162-167. 2. Erceg, V. Indoor MIMO WLAN Channel Models // IEEE 802.11-03/940r4. – 2004. 3. Saleh, A.A.M., Valenzuela, R. A. A statistical model for indoor multipath propagation // IEEE J. Select. Areas Comm. – 1987. – Т. 5. – Р. 128-137. 4. Кузнецов, А. А., Цона, А. И. Приближенный анализ защищенности системы MIMO на основе кластерной модели отводного канала. Ч. 1: Модель // Радиотехника. – 2011. – Вып. № 164. 5. Кузнецов, А. А., Цона, А. И. Приближенный анализ защищенности системы MIMO на основе кластерной модели отводного канала. Ч. 2: Результаты моделирования // Радиотехника. – 2011. – Вып. № 165. – С.96-100. 6. Byrd, R.H., Gilbert, J. C., Nocedal, J. A Trust Region Method Based on Interior Point Techniques for Nonlinear Programming // Mathematical Programming. – 2000. – Vol 89, No. 1. – P. 149-185. 7. Moré, J.J. and Sorensen, D.C. Computing a Trust Region Step. // SIAM Journal on Scientific and Statistical Computing. – 1983. – Vol. 3. – P. 553-572. 8. Biggs, M. C. Constrained Minimization Using Recursive Quadratic Programming // Towards Global Optimization (L.C.W. Dixon and G.P. Szergo, eds.), North-Holland. – 1975. – P. 341-349. 10. Byrd, R. H., Nocedal, J. and Waltz, R.A. KNITRO: An Integrated Package for Nonlinear Optimization // in Large-Scale Nonlinear Optimization – 2006. – G. di Pillo and M. Roma, eds. – P. 35-59.

МОДИФИКАЦИЯ МЕТОДА НЬЮТОНА ПРИМЕНИТЕЛЬНО К РЕШЕНИЮ КООРДИНАТНО-ТРАССОВЫХ ЗАДАЧ ПАССИВНЫМИ АВТОМАТИЧЕСКИМИ КОМПЛЕКСАМИ СОПРОВОЖДЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ

В настоящее время широкое распространение получили беспойсковые по пространству пассивные комплексы автоматического обнаружения и построения маршрутов перемещения воздушных целей по излучениям их бортовых радиоэлектронных средств на базе разностно-дальномерного метода измерения координат.

Принцип действия таких систем основан на измерении разницы моментов прихода сигналов на станции, входящие в состав комплекса. Как правило, в состав комплекса входит четыре станции L_1, L_2, L_3 , и C (рис. 1). Это позволяет обеспечить однозначное решение задачи по измерению трех координат воздушных целей в круговом пространственном секторе.

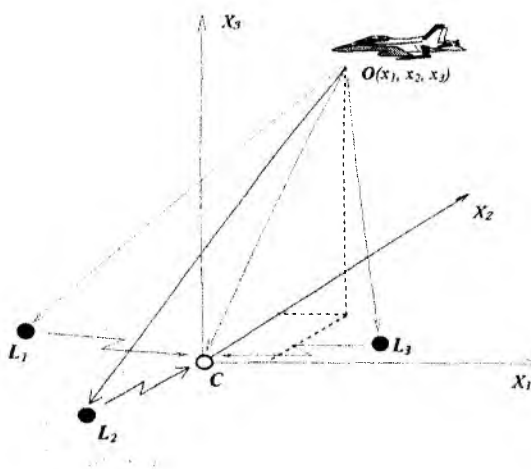


Рис. 1

Координаты целей в текущий момент времени описываются системой трех уравнений:

$$\begin{aligned} \tau_1 &= \frac{1}{c} \cdot (\overline{OL_1} + C \overline{L_1} - \overline{OC}) \\ \tau_2 &= \frac{1}{c} \cdot (\overline{OL_2} + C \overline{L_2} - \overline{OC}) \\ \tau_3 &= \frac{1}{c} \cdot (\overline{OL_3} + C \overline{L_3} - \overline{OC}) \end{aligned} \quad (1)$$

где $\tau_{1,2,3}$ – задержки времени прихода сигнала от цели на центральную станцию C через боковые станции L_1, L_2, L_3 ; OL_i – расстояния между целью и боковыми станциями; CL_i – расстояния между боковыми станциями и центральной; OC – расстояние между целью и центральной станцией.

Выразив соотношения (1) в системе координат положения станций и целей, получим систему нелинейных уравнений, в которой известны все величины кроме координат положения целей $x = x_1, x_2, x_3$

$$\begin{aligned}
 F_1(x) &= \frac{1}{c} \cdot \left(\sqrt{(x_1 - x_1^1)^2 + (x_2 - x_2^1)^2 + (x_3 - x_3^1)^2} + D_1 - \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2} \right) - \tau_1 = 0 \\
 F_2(x) &= \frac{1}{c} \cdot \left(\sqrt{(x_1 - x_1^2)^2 + (x_2 - x_2^2)^2 + (x_3 - x_3^2)^2} + D_2 - \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2} \right) - \tau_2 = 0 \\
 F_3(x) &= \frac{1}{c} \cdot \left(\sqrt{(x_1 - x_1^3)^2 + (x_2 - x_2^3)^2 + (x_3 - x_3^3)^2} + D_3 - \sqrt{x_1^2 + x_2^2 + x_3^2} \right) - \tau_3 = 0
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

где $D_i = \overline{L_i C}$, $i = 1, 2, 3$.

Вектор $x^i = x_1^i, x_2^i, x_3^i$, $i = 1, 2, 3$ определяет положение i -й станции в трехмерном пространстве R^3 .

При создании математического и программного обеспечения для комплексов пассивной локации остро стоит проблема сокращения объема вычислительных операций.

В общем случае методов решения систем нелинейных уравнений $F(x) = 0$, гарантирующих получение приемлемого результата, не существует. При условии выполнения определенных требований к свойствам нелинейных уравнений эффективным методом решения является итеративный метод Ньютона.

Для реализации метода Ньютона необходимо получить аналитические выражения для расчета матрицы частных производных.

$$\left\{ \frac{\partial F_j(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_i} \quad i=1..3, j=1..3 \right\}'
 \tag{3}$$

где

$$\frac{\partial F_j(x_1, x_2, x_3)}{\partial x_i} = \frac{x_i - x_{ij}}{\sqrt{\sum_{i=1}^3 (x_i - x_{ij})^2}} - \frac{x_i}{\sqrt{\sum_{i=1}^3 x_i^2}} \quad i=1..3, j=1..3
 \tag{4}$$

В рассматриваемой области $\Omega \in R^3$ трехмерного пространства R^3 вектор-функция $F(x) = F_1(x), F_2(x), F_3(x)$ имеет все частные производные 1-го порядка. Вычислительную процедуру метода Ньютона можно легко получить из разложения в ряд Тейлора в точке x^* левых частей системы:

$$F(x^*) = F(x_k) + F'(x_k)(x^* - x_k) + R(x^* - x_k),
 \tag{5}$$

Предполагая, что x^* – есть решение системы, правую часть (3) приравняем нулю, и, пренебрегая остаточным членом $R(x^* - x_k)$, получим схему Ньютона:

$$F(x_k) + F'(x_k)(x^* - x_k) = 0.
 \tag{6}$$

Разрешая уравнение (6) относительно нового приближения x_{k+1} , получим классическое представление метода:

$$x_{k+1} = x_k - F'(x_k)^{-1} F(x_k).
 \tag{7}$$

Итерации возможны, если матрица частных производных $F'(x_k)$ – невырожденная. Эффективность метода Ньютона состоит в том, что имеет место оценка [2]:

$$\|x_{k+1} - x^*\| \leq c \|x_k - x^*\|^2,
 \tag{8}$$

показывающая, что близость к точному решению на $(k+1)$ -й итерации пропорциональна квадрату ошибки k -й итерации, т.е. итерационный процесс (5) имеет квадратичную скорость сходимости.

Включая в ряд Тейлора члены второго порядка, можно получить вычислительную схему, обладающую кубической сходимостью:

$$x_{k+1} = x_k - \left[I - \frac{1}{2} F'(x_k)^{-1} F''(x_k) F'(x_k) F(x_k) \right]^{-1} F(x_k)^{-1} F(x_k). \quad (9)$$

Для реализации этой схемы потребуется найти n^2 частных производных первого порядка и n^3 частных производных второго порядка, а также выполнить два обращения матриц. При таком объеме вычислительных операций даже увеличение скорости сходимости не позволяет этой схеме конкурировать с итерациями первого и второго порядка.

Менее затратной схемой третьего порядка является схема:

$$x_{k+1} = x_k - F'(x_k)^{-1} \left[F(x_k) + F'(x_k - F'(x_k)^{-1} F(x_k)) \right], \quad (10)$$

которая фактически содержит два шага с одной и той же обратной матрицей.

Одной из простейших модификаций метода Ньютона является итерация [2, с. 304]

$$x_{k+1} = x_k - \omega [F'(x_k) + \lambda I]^{-1} F(x_k), \quad k = 0, 1, \dots, n, \quad (11)$$

где ω, λ – фиксированные постоянные.

В случае если $\omega = 1$ и $\lambda = 0$, то (11) сводится к классическому методу Ньютона.

Итерация по формуле (9) не обладает сверхлинейной скоростью сходимости метода Ньютона.

Одно из требований сходимости итерационного процесса состоит в пошаговом уменьшении некоторой нормы, т.е. должно выполняться неравенство

$$\|F_{k+1}(x)\| \leq \|F(x_k)\|, \quad k = 0, 1, \dots, n. \quad (12)$$

Метод Ньютона не гарантированно удовлетворяет этому условию даже в случае одной переменной. Простейшей модификацией метода Ньютона является итерация

$$x_{k+1} = x_k - \omega_k F'(x_k)^{-1} F(x_k), \quad k = 0, 1, \dots, n, \quad (13)$$

для которой множитель ω_k выбирается так, чтобы выполнялось условие (10). Достаточные условия существования таких коэффициентов даны в [2].

При плохой обусловленности матрицы производных $F'(x)$ подбором величины λ в итерации (9) можно добиться невырожденности результирующей матрицы $F'(x) + \lambda I$.

Таким образом, итерации типа (9) позволяют решить проблемы применения метода Ньютона, связанные со сходимостью метода и возможной вырожденностью матрицы частных производных $F'(x)$. Существуют и другие подходы, устраняющие указанные трудности практического использования модификаций метода Ньютона.

Избежать операции обращения матрицы Якоби можно, если итерационный процесс представить в виде

$$F(x^k) + F'_x(x^k) (x^{k+1} - x^k) = 0 \quad (14)$$

Для нахождения x^{k+1} необходимо решить систему линейных алгебраических уравнений (1), каноническое представление которой имеет вид

$$F'_x(x^k) x^{k+1} = F'_x(x^k) x^k - F(x^k) = 0. \quad (15)$$

Для обеспечения сходимости итераций (1) можно ввести множитель ω^k и выбирать его так, чтобы обеспечить выполнение условий сходимости $\|F(x^{k+1})\| \leq \|F(x^k)\|$. С учетом множителя ω^k итерационный процесс принимает вид

$$F'_x(x^k)x^{k+1} = F'_x(x^k)x^k - \omega^k F(x^k) = 0 \quad (16)$$

Выбором ω^k можно изменять величину вектора правой части линейной системы уравнений. Однако остается возможность вырожденности матрицы Якоби либо близости к вырожденности (т.е. $\det F'_x(x^k) \approx 0$), снижающей устойчивость решения к различным погрешностям.

В этом случае можно воспользоваться модификацией матрицы Якоби

$$G(x^k) = F'_x(x^k) + \lambda_k I \quad (17)$$

и подбором параметра x^k превратить результирующую матрицу $G(x^k)$ в диагонально-доминантную, что позволит улучшить обусловленность системы уравнений.

Модификация итерационного процесса принимает вид

$$\left[F'_x(x) + \lambda^k I \right] x^{k+1} = \left[F'_x(x^k) + \lambda I \right] x^k - \omega^k F(x^k), \quad (18)$$

позволяющий гарантировать получение приемлемого решения системы (2).

После нескольких итераций (18) и вхождения приближений x^{k+1} в область сходимости метода Ньютона можно вернуться к классической схеме (13), увеличив тем самым скорость сходимости к точному решению исходной системы (2).

Для локальной сходимости метода Ньютона достаточно, чтобы спектральный радиус матрицы $G = I - A^{-1} F'_x(x^*)$ был строго меньше единицы, т.е.

$$R = \rho \left\{ I - \left[F'_x(x^*) \right]^{-1} F'_x(x^*) \right\} < 1, \quad (19)$$

Чем меньше величина R , тем быстрее сходимость итераций (13).

Пусть $\lambda_1, \dots, \lambda_n$ – собственные значения матрицы

$$G = I - \left[F'_x(x^*) \right]^{-1} F'_x(x^*), \quad (20)$$

Спектральный радиус матрицы G определим как $\rho = \max_i \{ \lambda_1, \dots, \lambda_n \}$

$$\rho = \max_i \{ \operatorname{Re} \lambda_1, \dots, \operatorname{Re} \lambda_n \} \quad (21)$$

где $\operatorname{Re} \lambda_i$ – действительная часть собственного значения λ_i , $i = \overline{1, n}$.

При решении координатно-трассовой задачи сокращение вычислительных операций достигается следующим путем:

- использованием модифицированного метода Ньютона, связанного с уменьшением числа пересчета матрицы частных производных;
- исключением из итерационного процесса одного из уравнений системы (1) в случае, если одна из координат ИРИ не меняется (например, высота полета), а также при достижении заданной точности какой-либо из координат положения ИРИ.

Решение системы уравнений (2) методом Ньютона было проведено в среде компьютерного моделирования MathCAD, в результате которого были получены координаты трассы на основе экспериментальных данных измерения и последующей фильтрации задержек

времени прихода сигнала на приемные пункты комплекса пассивной радиолокации. Трасса, представленная на рис. 2, построена при расчете матрицы частных производных на каждом шаге итерации.

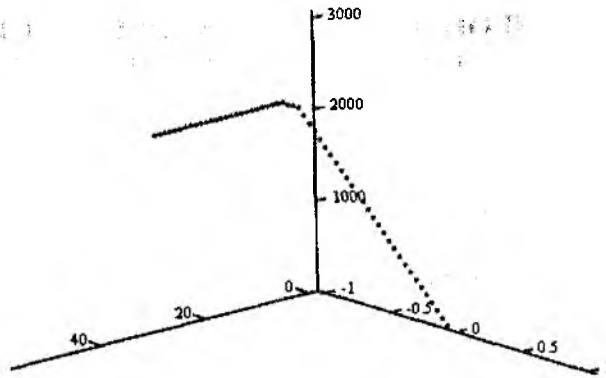


Рис. 2

Кроме того, был проведен анализ возможности сокращения времени расчетов за счет использования матрицы (3) без ее перерасчета на каждом итерационном шаге в результате чего было установлено, что возможно использование одной и той же матрицы для нескольких шагов итерации без существенного ухудшения точности для фиксированного количества итераций. Результаты расчетов приведены в таблице:

$\varepsilon = x_{k+1} - x_k$, М	Количество итераций при пересчете матрицы Якоби на каждом шаге итерации	Количество итераций при пересчете матрицы Якоби на первых двух шагах итерации
10	2	2
0.001	3	3
0.000001	4	4
0.0000001	4	5

Выводы

1. Применительно к решению координатно-трассовых задач пассивными комплексами автоматического обнаружения и построения маршрутов перемещения воздушных целей разработана модификация метода Ньютона для решения систем нелинейных уравнений.

2. Показана целесообразность использования одного и того же определителя матрицы частных производных для двух-трех шагов итерации, что позволяет в два-три раза сократить время расчета при удовлетворительной точности вычислений.

3. Предложенный метод позволяет строить непрерывные трассы воздушных целей при кратковременной потере излучаемых ими сигналов. Допустимый временной интервал отсутствия сигналов равен трем-пяти периодам сканирования антенной системы, установленной на борту цели.

Список литературы: 1. Ортега, Дж., Рейнболдт, В. Итерационные методы решения нелинейной системы уравнений со многими неизвестными. – М. : Мир, 1975. – 558 с. 2. Аверьянов, В. Я. Разнесенные радиолокационные станции и системы. – Минск : Наука и техника, 1978. – 184 с. 3. Черняк, В. Многопозиционная радиолокация. – М. : Радио и связь, 1993. – 415 с. 4. Радиозлектронные системы : справочник. – М. : ЗАО "Маквис", 1998. – 828 с.

ПАО «СКБ РТУ», ИПММ НАНУ

Поступила в редакцию 15.09.2012

В.Н. ТКАЧЕНКО, д-р техн. наук, В.В. КОРОТКОВ, канд. техн. наук, Е.К. ПОЗДНЯКОВ

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ИРИ ПАССИВНЫМИ СИСТЕМАМИ ПРИ ПОМОЩИ ИЗМЕРЕНИЯ ПЕРИОДА ВРАЩЕНИЯ АФС РЛС

Введение

В пассивных многопозиционных комплексах (ПМК) широко используется триангуляционный метод (ТАМ) измерения координат. Точность определения координат для данного метода напрямую зависит от отношения расстояния между станциями комплекса к дальности до источников радиоизлучения (ИРИ). Чем меньше это отношение, тем больше погрешность измерения координат [1].

Особенно заметно это проявляется при определении координат дальних ИРИ, при использовании явления дальнего тропосферного распространения радиоволн. Относительная погрешность измерения координат при этом зависит от дальности и может достигать значения 20 % и выше.

Аналогично обстоит ситуация в условиях дальнего тропосферного распространения радиоволн и для разностно-дальномерного метода (РДМ) измерения координат.

Задача повышения точности измерения координат ИРИ для ПМК всегда являлась и является актуальной. Ее значение в настоящее время еще более возрастает в связи с появлением тенденции интеграции пассивных и активных средств в системах противовоздушной обороны (ПВО).

В данной работе с целью повышения точности измерения координат ИРИ предлагается усовершенствованный вариант ТАМ, на основе измерения периода вращения антенно-фидерной системы радиолокационной станции (АФС РЛС).

Сущность метода

Геометрия расположения двух станций комплекса и РЛС показана на рис. 1.

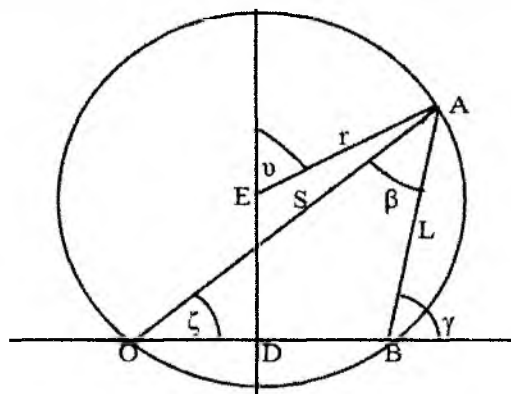


Рис.1. Геометрия расположения станций комплекса и РЛС на местности

На рис.1 приняты следующие обозначения: О – положение левой станции комплекса; В – положение правой станции комплекса; А – положение РЛС; γ – угловое направление на РЛС из точки В; ζ – угловое направление на РЛС из точки О; L – расстояние между правой станцией и РЛС; S – расстояние между левой станцией и РЛС; $OB = d$ – расстояние, база, между станциями комплекса; β – угол, под которым видны станции комплекса из точки стояния РЛС; E – центр окружности, которая является линией постоянного значения угла β ; r – радиус этой окружности; v – угол под которым видна РЛС из центра окружности; D – расстояние от середины базы до центра окружности.

Из рисунка следует:

$$S = \frac{d}{\sin \beta} \cdot \sin \gamma = \frac{d}{\sin \beta} \cdot \sin(\zeta + \beta), \quad (1)$$

$$L = \frac{d}{\sin \beta} \cdot \sin \zeta = \frac{d}{\sin \beta} \cdot \sin(\gamma - \beta), \quad (2)$$

$$r = \frac{d}{2 \cdot \sin \beta}, \quad (3)$$

$$\nu = 180 - 2 \cdot \gamma + \beta, \quad (4)$$

$$D = \frac{d \cdot \cos \beta}{\sin \beta}. \quad (5)$$

Преимущество предлагаемого метода заключается в том, что эллипс ошибки измерения координат определяется не пересечением сходящихся на большой дальности пеленгов, а пересечением радиуса с окружностью. В этом случае относительная погрешность измерения координат не зависит от дальности, поскольку радиус окружности и величина D зависят только от угла β и размера базы [2].

Выражения (1) – (5) позволяют в полярной системе координат при известных γ , ζ и β рассчитать дальность от станций комплекса до ИРИ. Далее, зная координаты станций комплекса, можно по известным выражениям из сферической тригонометрии определить координаты ИРИ.

Углы γ и ζ измеряются станциями комплекса. Значение угла β можно рассчитать, измерив период вращения АФС РЛС (T_C) и разницу времени прихода сигнала на станции комплекса (Δt) за счет вращения АФС РЛС, по следующей формуле:

$$\beta = \frac{\Delta t}{T_C} \cdot 2\pi. \quad (6)$$

Очевидно, что для данного метода погрешность определения координат в значительной степени зависит от точности измерения угла β , которая определяется точностью измерения временных параметров T_C и Δt .

В условиях дальнего тропосферного распространения радиоволн точное измерение временных параметров T_C , и Δt является достаточно сложной задачей. Сложность обусловлена существенными искажениями, которым подвергается сигнал, в процессе прохождения через тропосферу. Искажениям подвергаются и форма импульса, и амплитуда, и длительность импульса и период повторения.

Поскольку АФС РЛС вращается, реально принятый сигнал представляет собой пачку импульсов, количество которых определяется шириной диаграммы направленности и скоростью вращения АФС РЛС, а также периодом повторения импульсов. На рис. 2 показан реальный сигнал, принятый станцией ПМК.

Теоретически форма (огibaющая) пачки импульсов должна повторять форму ДН РЛС. Однако реальная форма пачек принятых импульсов не идеальна (см. рис. 2), что приводит к значительным погрешностям временных параметров T_C , и Δt .

В качестве критерия оценки точности измерения времени прихода пачек импульсов будем использовать относительную погрешность измерения дальности. Исходя из задач, решаемых ПМК, максимально допустимая относительная погрешность измерения дальности не должна превышать 3 % от дальности.

Простой алгоритм, на основе дискретной выборки максимумов из массива значений сигнала, даже с применением предварительной фильтрации аномальных выбросов, дает слишком большой разброс измеренных временных характеристик Δt и T_C , не позволяющий обеспечить требуемую точность измерения координат ИРИ.

Детальный анализ сигнала в окрестности максимума (см. рис. 2) показал, что некоторые дискретные отсчеты пропускаются (аппаратная погрешность измерения), вследствие чего резко увеличивается погрешность определения временных параметров.

Проведенные расчеты дают абсолютное значение погрешности измерения временных параметров $\Delta \Delta t = \pm 3724$ мкс, что в пересчете на относительную погрешность измерения дальности дает значение 11,7 %.

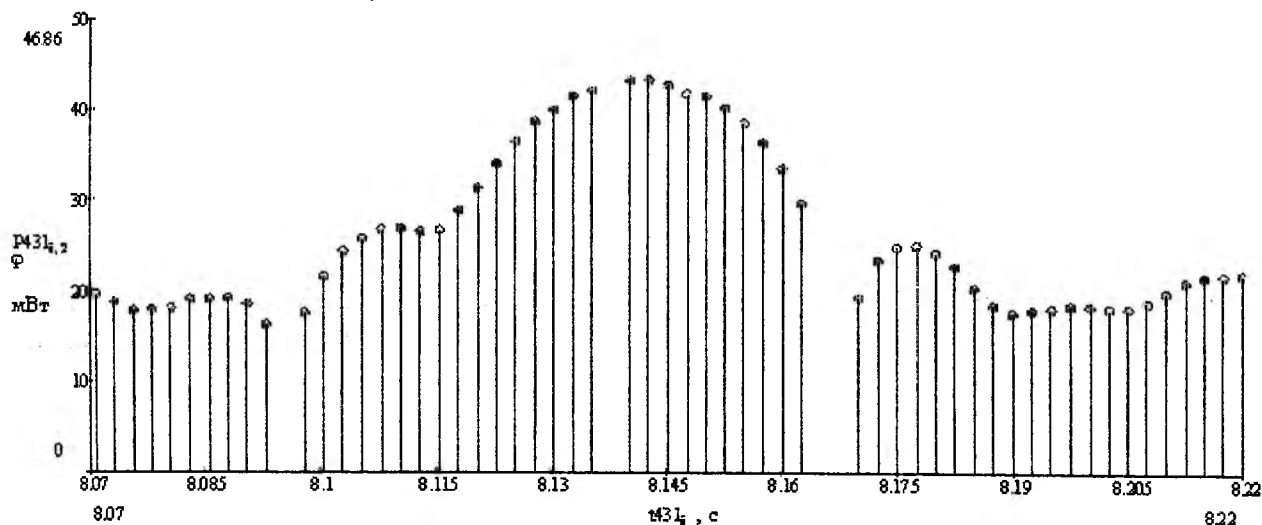


Рис. 2. Реальный сигнал ИРИ в окрестности локального максимума

Поэтому, для повышения точности измерения времен прихода пачек импульсов на станции необходимо использовать специальные методы математической обработки. В данной работе исследуется возможность применения робастного метода и метода наименьших квадратов.

Метод наименьших квадратов

Применительно к нашему случаю необходимо определить аналитическую зависимость изменения мощности сигнала ИРИ в течение времени. Таким образом, модель линейной регрессии следует записать в виде

$$P_i = \beta_1 t_{i1} + \dots + \beta_m t_{im} + \varepsilon_i.$$

Здесь P – мощность сигнала (зависимая переменная), t – время (матрица регрессоров или матрица плана), β – коэффициенты регрессии (параметры), ε – ошибки [3].

В матричном виде уравнение регрессии примет вид

$$P = t\beta + \varepsilon.$$

Остаток по i -му наблюдению, соответствующий вектору коэффициентов β :

$$\varepsilon_i(\beta) = P - t_i\beta.$$

Как известно, метод наименьших квадратов состоит в нахождении таких коэффициентов β , которые приведут к минимизации суммы квадратов остатков:

$$RSS(\beta) = \sum_{i=1}^n \varepsilon_i^2(\beta) = \sum_{i=1}^n (P_i - y_i\beta)^2 = \min_{\beta}.$$

Сумма квадратов остатков в матричном виде:

$$RSS(\beta) = \varepsilon(\beta)^T \varepsilon(\beta) = (P - t\beta)^T (P - t\beta) = P^T P - P^T t\beta - \beta^T t^T P + \beta^T t^T t\beta = P^T P - 2P^T t\beta + \beta^T t^T t\beta.$$

Пусть, например, минимум достигается при $\beta = \beta_1$. Тогда в этой точке должно быть выполнено условие первого порядка, которое после несложных преобразований можно записать в виде нормального уравнения:

$$t^T P = t^T t \beta_1.$$

Для того чтобы убедиться, что нормальные уравнения действительно определяют минимум, необходимо убедиться, что матрица вторых производных (матрица Гессе) положительно полуопределена. Матрица Гессе для $RSS(\beta)$

$$\frac{d^2 RSS(\beta)}{d\beta d\beta^T} = \frac{d^2}{d\beta d\beta^T} (P^T P - 2P^T t \beta + \beta^T t^T t \beta) = 2t^T t.$$

Предположение $\det(t^T t) \neq 0$ гарантирует единственность минимума. Другими словами, данное условие эквивалентно тому, что матрица t имеет полный ранг по столбцам:

$$\text{rank}(t) = m. \quad (7)$$

Из нормального уравнения в предположении невырожденности матрицы возможно нахождение вектора коэффициентов МНК: $\beta_1 = (t^T t)^{-1} t^T P$.

В этом случае остатки МНК: $e = P - t \beta_1$.

Хотя при $\det(t^T t) = 0$ оценки МНК не единственны, но условие первого порядка $t^T e = 0$ выполнено, и остатки однозначно определяются этим условием. Всегда можно однозначно определить расчетные значения $t \beta_1$ зависимой переменной P , которые обозначаются P_1 :

$$P_1 = t \beta_1 = P - e.$$

В невырожденном случае

$$P_1 = t \beta_1 = t(t^T t)^{-1} t^T P.$$

Как следует из рис. 3, информативная часть сигнала сосредоточена в окрестности локальных максимумов.

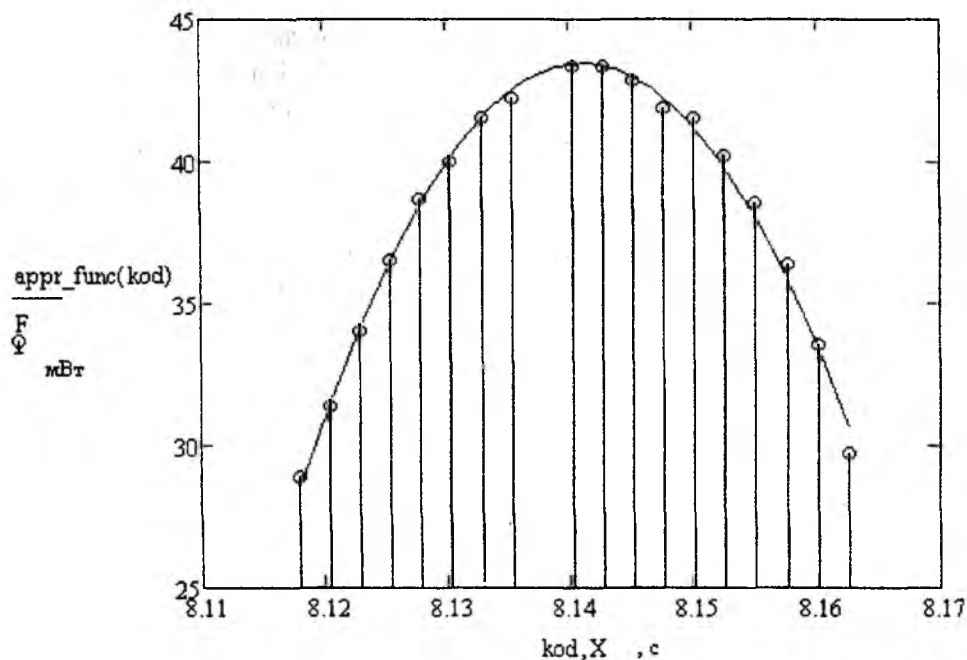


Рис.3. Набор дискретных (начальных) значений и аппроксимирующая функция в окрестности максимума

Как видно из рис. 3, в качестве аппроксимирующего полинома следует выбрать параболу. Построим аппроксимирующую функцию по методу наименьших квадратов.

Оценить абсолютную погрешность аппроксимирующей функции (см. рис.3) можно по формуле

$$\Delta = \frac{1}{n} \cdot \sum_{k=0}^n |F_k - A_k|, \quad (8)$$

Здесь n – количество измерений, F – исходные (экспериментальные) точки, A – точки аппроксимирующего полинома.

Рассмотрим, как влияет данная погрешность определения максимума на итоговую относительную погрешность определения дальности:

На рис. 4 построены трассы ИРИ при использовании аппроксимирующей функции (сплошная линия) и трасса, полученная при помощи дискретной выборки максимумов из массива значений сигнала (точки).

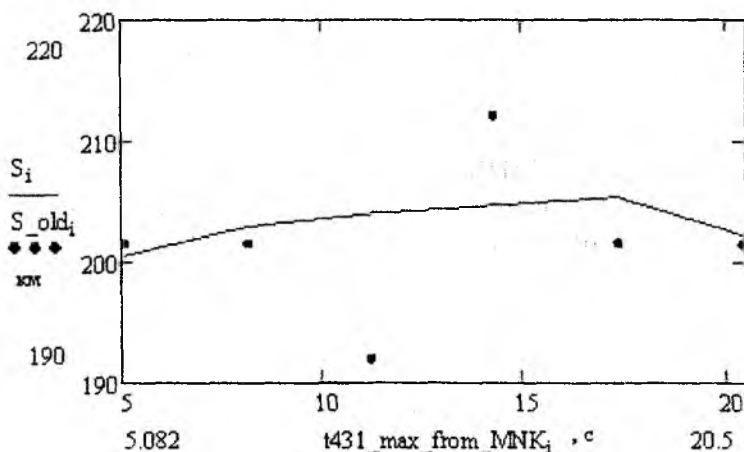


Рис. 4. Зависимость дальности ИРИ от времени

Как видно из рис.4, трасса, построенная с использованием аппроксимирующей функции, является более равномерной и приближенной к реальной. Таким образом, использование аппроксимирующей функции позволит уменьшить погрешность определения максимума сигнала ИРИ, что приведет к существенному увеличению точности определения дальности до цели системой пассивной локации.

Однако при исследовании реального сигнала выяснилось, что матрица регрессоров может быть вырожденной, иными словами, нарушается условие (7). В этом случае обращение матрицы невозможно. Кроме того, при данном методе определения аппроксимирующего полинома требуется наличие полного набора значений сигнала, что приводит к задержке начала вычислительного процесса и увеличению затрат времени на определение дальности, что очень нежелательно для систем реального времени.

Робастный метод определения дальности

Дан ряд измерений сигнала $x_i, i = 1 \dots n$, Δt_i – интервал времени между сигналами x_i и x_{i+1} .

Вычислим Δx_i – разности первого порядка, $\Delta^2 x_i$ – разности второго порядка (оценки ускорения изменения сигнала x); v_i – скорость изменения сигнала, a_i – ускорение сигнала (вторая производная).

Имея ряд оценок скорости $v_i, i = 1, n-1$, можно получить линейную зависимость скорости изменения сигнала на основе МНК в виде

$$\bar{v}(t) = x'_i = 2 \cdot a \cdot t + b, \quad (8)$$

тем самым можно получить оценку момента, в который парабола $x = at^2 + bt + c$, достигает максимума, не зная коэффициенты параболы.

Условие экстремума для параболы:

$$\bar{v}(t) = 2 \cdot a \cdot t + b = 0. \quad (9)$$

В соответствии с (8) моменты достижения максимумов сигнала можно определить по формуле

$$t_{max} = -\frac{b}{2a}. \quad (10)$$

На рис. 5 показаны оценки скорости изменения сигнала x , а также аппроксимирующая прямая к данному набору производных.

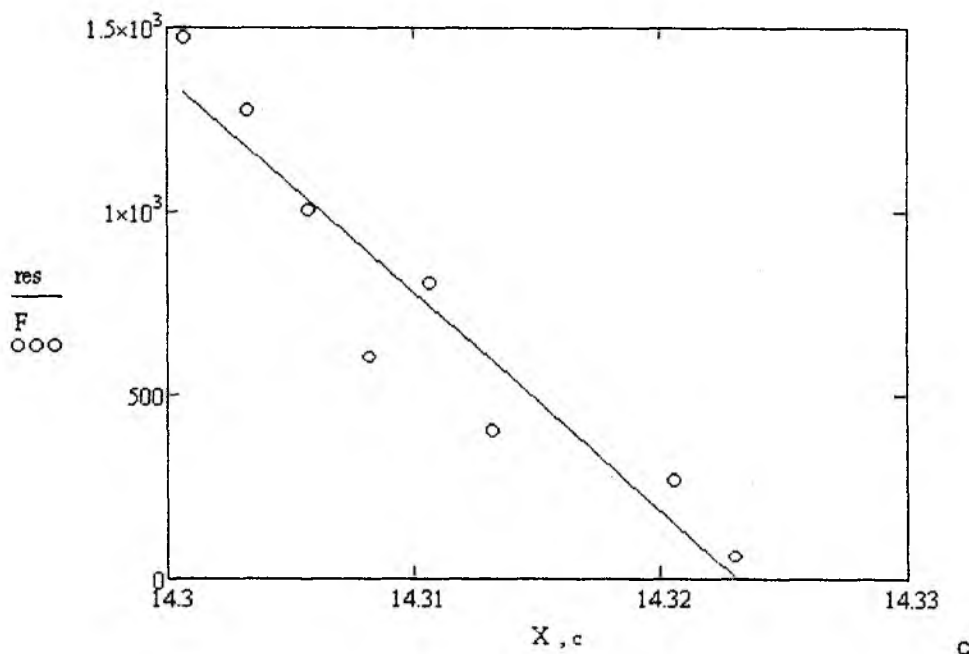


Рис.5. Оценки скорости изменения сигнала x и аппроксимирующий полином

Таким образом, задача аппроксимации МНК упрощается – необходимо использовать полином первой степени, имеющий только два искомого параметра: a и b . Это ускоряет вычисления и увеличивает вероятность выполнения условия невырожденности матрицы (7).

Кроме того, использование робастного метода дает возможность проведения дополнительной фильтрации исходных данных, используемых для построения аппроксимирующей функции. Модель в виде функции (9) создает возможность нахождения выбросов и их восстановления следующим образом. В интервале времени от 0 до t_{max} отыскивается

$$\max_i \{ |\bar{v}_i - v_i| \}, i = 1 \dots n-1, \quad (11)$$

иными словами, определяется измерение, выполненное с максимальной погрешностью. Это измерение x_{i+1} восстанавливается с помощью уравнения (9), которое дает отфильтрованное (с помощью МНК) значение скорости v_i :

$$x_{i+1} = x_i + \bar{v}_i \cdot \Delta \tau_i, \quad (12)$$

где x_{i+1} – восстановленное значение измеренного сигнала.

Итак, с помощью формулы (12) восстановлен сигнал с максимальной погрешностью измерения в интервале $[0, t_{max}]$. На втором интервале времени $[t_{max}, t_n]$ следует проделать то же самое. Выполнение нескольких шагов данной операции позволит уменьшить разброс значений и увеличить точность аппроксимирующей функции.

Данный сигнал был обработан тремя методами:

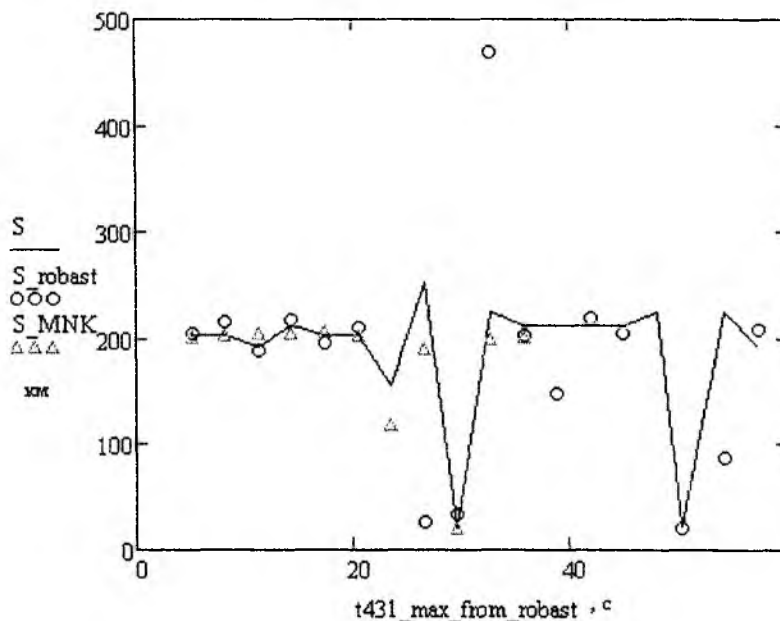
- разностно-дальномерным методом (РДМ) – данный метод считался эталонным;
- методом угла бета с аппроксимацией МНК;
- методом угла бета с использованием робастного метода.

Окончательные результаты вычислений представлены на рис. 6. Здесь по оси ординат отложена дальность цели, км, по оси абсцисс – время измерения, с. Три графика соответствуют трем рассматриваемым методам.

Наиболее важным параметром, характеризующим качество работы пассивной системы локации, является отношение погрешности к дальности или относительная погрешность измерения. В данном случае, ее можно определить по формуле

$$\delta = \frac{\Delta}{S}, \quad (11)$$

где S – дальность цели, Δ – абсолютная погрешность измерения.



- трасса по методу РДМ
- трасса при помощи робастного метода
- △ трасса по МНК

Рис. 6. Трасса движущегося ИРИ

Результаты измерений и вычислений сведены в итоговую таблицу:

t, c	5	8	11	20	32
δ МНК, %	0,49	1,28	4,29	3,01	10,81
δ роб. метод, %	3,77	4,92	9,54	10,09	13

Заключение

Рассмотрен метод определения дальности ИРИ на основе метода угла бета, определена необходимая точность определения временных параметров системами пассивных РЛС. В качестве входного сигнала использовался реальный сигнал ИРИ, принятый станциями «Кольчуга».

На основе проведенного исследования можно сделать вывод, что для увеличения точности определения дальности необходима математическая обработка исходного сигнала от ИРИ. Построение аппроксимирующей функции по МНК дает высокую точность обработки данных, однако требует значительных временных и аппаратных затрат. Кроме того, анализ реального сигнала показал, что условие (7) выполняется не всегда, что делает невозможным обработку по МНК. Робастный метод определения аппроксимирующей функции дает меньшую точность определения дальности, однако обладает большим быстродействием.

Основной вывод заключается в том, что метод угла бета применим для ПМС РТР. Основное достоинство данного метода заключается в том, что для определения дальности требуется одновременное облучение всего двух станций комплекса. Дальнейшее применение данного метода, особенно в комбинации с уже существующими способами определения координат (РДМ и триангуляционный метод), позволит существенно расширить диапазон слежения за движущимся ИРИ.

Список литературы: 1. Черняк, В.С. Многопозиционная радиолокация. – М. : Радио и связь, 1993. – 416 с. 2. Сосновский, А.А., Хаймович, И.А. Радиозлектронное оборудование летательных аппаратов – М. : Транспорт, 1987.–256с. 3. Сергиенко, А.Б. Цифровая обработка сигналов. – СПб. : Питер, 2002. 608с.

ИПММ НАНУ, ПАО «СКБ РТУ»

Поступила в редколлегию 15.09.2012

ДОСЛІДЖЕННЯ БЕЗПОШУКОВОГО ЦИФРОВОГО МЕТОДУ СПЕКТРАЛЬНОГО КОРЕЛЯЦІЙНО-ІНТЕРФЕРОМЕТРИЧНОГО РАДІОПЕЛЕНГУВАННЯ З ПОДВІЙНИМ КОРЕЛЯЦІЙНИМ ОБРОБЛЕННЯМ

Вступ

На сьогодні при здійсненні радіомоніторингу пеленгування радіоелектронних засобів повинне здійснюватись в умовах складної електромагнітної обстановки, великої апріорної невизначеності щодо параметрів радіовипромінювань, а також в умовах реального масштабу часу реалізації.

Перспективним напрямком реалізації пеленгування для вказаних умов є використання широкосмугових кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів із застосуванням цифрового оброблення комплексних спектрів прийнятої суміші радіовипромінювань [1].

Зазвичай кореляційно-інтерферометричне пеленгування реалізується пошуковим компенсаційним методом з пошуком екстремального значення компенсуючої затримки, яке забезпечує максимум взаємної кореляційної функції [2]. Недоліком цього методу є великі часові або апаратні витрати та неможливість пеленгування джерел радіовипромінювань широкосмугових радіовипромінювань у реальному масштабі часу. Тому розробка та дослідження безпошукових цифрових методів кореляційно-інтерферометричного пеленгування при забезпеченні високої точності є актуальною задачею.

Аналіз публікацій, в яких започатковано вирішення даної проблеми

В роботі [3] виконано дослідження аналогових кореляційно-інтерферометричних методів та засобів радіопеленгування, що реалізують пошукове визначення напрямку на джерело радіовипромінювання (ДРВ). Визначені алгоритми та побудова кореляційно-інтерферометричних пеленгаторів та їх точнісні характеристики. Однак вказані методи використовують послідовний пошук екстремальної затримки та мають низьку швидкодію.

В роботах [4, 5] виконано дослідження цифрових кореляційно-інтерферометричних методів та засобів пеленгування, що реалізують дискретне пошукове визначення напрямку на ДРВ шляхом обробки часових та спектральних реалізацій прийнятих випромінювань. Визначені алгоритми, побудова та їх точнісні характеристики. Однак вказані методи використовують послідовний дискретний пошук екстремальної затримки, що визначає їх відносно низьку швидкодію і точність.

В роботі [6] запропоновано цифровий метод безпошукового кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування, що забезпечує можливість аналітичної оцінки часу затримки та відповідного пеленга. Даний метод забезпечує можливість пеленгування в реальному масштабі часу. Недоліком цього методу є обмеженість величини антенної бази значенням половини довжини хвилі, що, в свою чергу, суттєво обмежує потенційну точність оцінки часу затримки та пеленга.

В роботі [7] запропоновано безпошуковий цифровий метод спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з подвійним кореляційним обробленням, що забезпечує можливість визначення пеленга одноканальним способом з мінімальними апаратними витратами, але за час одного циклу кореляційного аналізу, тобто з максимальною швидкодією, а також використання антенної бази, що набагато більша за довжину хвилі, що забезпечує суттєве підвищення точності пеленгування. Проте, дослідження точності даного методу не проведено.

Ціль статті – дослідження точнісних характеристик безпошукового цифрового методу спектрального кореляційно-інтерферометричного пеленгування з подвійним кореляційним обробленням.

Виклад основного матеріалу дослідження

Виконаємо дослідження точнісних характеристик безошукового цифрового методу спектрального кореляційно-інтерферометричного пеленгування з подвійним кореляційним обробленням. Нехай корисний сигнал $S(t)$ приймається двома радіоканалами, що рознесені у просторі на величину d антенної бази і мають статистично незалежні власні шуми $n_1(t)$ і $n_2(t)$ відповідно. Нехай $S_1(t)$ – сигнал, що приймається в адитивній суміші $U_1(t)$ зі статистично незалежним білим гаусовим шумом $n_1(t)$ впродовж часового інтервалу $t \in [0, T_a]$ першою антеною, а $S_2(t)$ – сигнал, що приймається в адитивній суміші $U_2(t)$ зі статистично незалежним білим гаусовим шумом $n_2(t)$ також впродовж часового інтервалу $t \in [0, T_a]$ другою антеною. Шуми $n_1(t)$ і $n_2(t)$ та сигнали $S_1(t)$ та $S_2(t)$ є обмеженими смугою частот $\{\omega_H, \omega_B\}$. Вихідні умови запишемо наступним чином:

$$\begin{aligned}U_1(t) &= S_1(t) + n_1(t); \\U_2(t) &= S_2(t) + n_2(t); \\S_2(t) &= S_1(t - \tau_S),\end{aligned}\tag{1}$$

де τ_S – апіорі невідома затримка радіосигналу; що є випадковою величиною з рівномірним розподілом густини ймовірності на інтервалі $[0; \tau_{S \max} < T_a]$.

Нехай апіорі відомі всі необхідні ймовірнісні характеристики шумів $n_1(t)$ і $n_2(t)$: M_n , D_n – математичне очікування та дисперсія шумів відповідно, зазвичай $M_n = 0$; $N = \text{const}$ – двостороння спектральна густина потужності шумів.

Для вказаних умов для забезпечення одноциклового кореляційного оброблення та можливості використання великої антенної бази $d \gg \lambda$, що набагато більша за значення довжини хвилі λ сигналу $S(t)$, доцільним є використання безошукового цифрового кореляційно-інтерферометричного методу з подвійним кореляційним обробленням [7]. За цим методом оцінка екстремального значення компенсуючої затримки $\bar{\tau}_3$ визначається згідно з рівнянням:

$$\bar{\tau}_3 = \Delta\xi / \Delta\omega_{3C},\tag{2}$$

де $\Delta\xi$ – еквівалентний фазовий зсув між прийнятими сигналами $S_1(t)$ та $S_2(t)$; $\Delta\omega_{3C}$ – частотний перетворювальний зсув.

За визначеною оцінкою екстремальної затримки $\bar{\tau}_3$ напрямком на ДРВ θ визначається згідно з рівнянням [3]:

$$\theta = \arccos(c \cdot \bar{\tau}_3 / d).\tag{3}$$

Аналіз рівняння (3) показує, що похибка пеленгування визначається співвідношенням похибки оцінки $\bar{\tau}_3$ та величини антенної бази d . Враховуючи (3), визначимо дисперсію похибки пеленгування σ_θ^2 наступним чином [8, 9]:

$$\sigma_\theta^2 = c^2 \cdot \sigma_\tau^2 / d^2 \cdot \sin^2 \theta,\tag{4}$$

де σ_τ^2 – дисперсія похибки оцінки $\bar{\tau}_3$.

З урахуванням (2) дисперсія

$$\sigma_\tau^2 = \sigma_{\Delta\xi}^2 / \Delta\omega_{3C}^2,\tag{5}$$

де $\sigma_{\Delta\xi}^2$ – дисперсія похибки оцінки $\Delta\xi$.

Оцінка еквівалентного фазового зсуву $\Delta\varphi$ в досліджуваному методі визначається оптимальним чином [10], і її дисперсія залежить від відношення сигнал/шум $q_{\tau\Sigma}$ у сформованій після подвійної кореляційної обробки спектральної суміші корисного сигналу і власних шумів [10] наступним чином:

$$\delta_{\Delta\varphi}^2 = P_{ш.екв} / P_{с.екв} = 1 / q_{\tau\Sigma}. \quad (6)$$

де $P_{ш.екв}$, $P_{с.екв}$ – еквівалентне значення потужності шуму та сигналу відповідно.

Визначимо значення еквівалентних потужностей корисного сигналу $P_{с.екв}$ та шуму $P_{ш.екв}$ після подвійного кореляційного оброблення. Для цього виконаємо аналіз особливостей процедури подвійного кореляційного оброблення спектрів у два етапи. На першому етапі формується добуток $U_{Д1}(j\omega_k)$ комплексних спектрів $U_1(j\omega_k)$ та $U_2(j\omega_k)$ прийнятих сумішей $U_1(t)$ та $U_2(t)$ двома пеленгаційними каналами:

$$U_{Д1}(j\omega_k) = \Delta U_1(j\omega_k) \cdot \Delta U_2(j\omega_k) = S_1(j\omega_k) \cdot S_2^*(j\omega_k) + S_1(j\omega_k) \cdot n_2(j\omega_k) + S_2^*(j\omega_k) \cdot n_1(j\omega_k) + n_1(j\omega_k) \cdot n_2(j\omega_k), \quad (7)$$

де $(.)^*$ – операція інверсії спектра.

Аналіз рівняння (7) показує, що добуток спектрів $U_{Д1}(j\omega_k)$ містить сигнальну складову $S_1(j\omega_k) \cdot S_2^*(j\omega_k)$ та три шумові складові, дві з яких $S_1(j\omega_k) \cdot n_2(j\omega_k)$ та $S_2^*(j\omega_k) \cdot n_1(j\omega_k)$ є взаємним спектром корисного сигналу та спектральних випадкових реалізацій власних шумів, а третя – взаємний спектр власних шумів пеленгаційних каналів $n_1(j\omega_k) \cdot n_2(j\omega_k)$. Усі три шумові складові сформовані на основі лінійних перетворень гаусівського білого шуму, тому є також випадковими функціями з нормальною густиною імовірності, нульовим математичним очікуванням та відповідним значенням дисперсії або потужності [10].

При великому відношенні сигнал/шум на вході пеленгаційних каналів $q_{вх1} = q_{вх2} > 1$ шумова складова власних шумів $n_1(j\omega_k) \cdot n_2(j\omega_k)$ має несуттєвий вплив і може не враховуватись:

$$U_{Д1}(j\omega_k) = S_{Д1}(j\omega_k) + N_{Д1}(j\omega_k), \quad (8)$$

де $S_{Д1}(j\omega_k) = S_1(j\omega_k) \cdot S_2^*(j\omega_k)$, $N_{Д1}(j\omega_k) = S_1(j\omega_k) \cdot n_2(j\omega_k) + S_2^*(j\omega_k) \cdot n_1(j\omega_k)$ – сигнальна та шумова складові добутку спектрів $U_{Д1}(j\omega_k)$ відповідно.

На другому етапі кореляційного оброблення формується другий добуток $U_{Д2}(j\omega_k)$ сформованого на першому етапі добутку комплексних спектрів $U_{Д1}(j\omega_k)$ та його реалізації $U_{Д1}^*(j(\omega_k + \Delta\omega_{3C}))$, що зсунута за частотою на величину $\Delta\omega_{3C}$:

$$U_{Д2}(j\omega_k) = U_{Д1}(j\omega_k) \cdot U_{Д1}^*(j(\omega_k + \Delta\omega_{3C})). \quad (9)$$

Визначимо основні елементи шумової структури добутку спектрів $U_{Д2}(j\omega_k)$ з урахуванням рівняння (8):

Оцінка еквівалентного фазового зсуву $\Delta\xi$ в досліджуваному методі визначається оптимальним чином [10], і її дисперсія залежить від відношення сигнал/шум $q_{\tau\Sigma}$ у сформованій після подвійної кореляційної обробки спектральній суміші корисного сигналу і власних шумів [10] наступним чином:

$$\sigma_{\Delta\xi}^2 = P_{ш.екв} / P_{с.екв} = 1/q_{\tau\Sigma}. \quad (6)$$

де $P_{ш.екв}$, $P_{с.екв}$ – еквівалентне значення потужності шуму та сигналу відповідно.

Визначимо значення еквівалентних потужностей корисного сигналу $P_{с.екв}$ та шуму $P_{ш.екв}$ після подвійного кореляційного оброблення. Для цього виконаємо аналіз особливостей процедури подвійного кореляційного оброблення спектрів у два етапи. На першому етапі формується добуток $U_{Д1}(j\omega_k)$ комплексних спектрів $U_1(j\omega_k)$ та $U_2(j\omega_k)$ прийнятих сумішей $U_1(t)$ та $U_2(t)$ двома пеленгаційними каналами:

$$U_{Д1}(j\omega_k) = \Delta U_1(j\omega_k) \cdot \Delta U_2(j\omega_k) = S_1(j\omega_k) \cdot S_2^*(j\omega_k) + S_1(j\omega_k) \cdot n_2(j\omega_k) + S_2^*(j\omega_k) \cdot n_1(j\omega_k) + n_1(j\omega_k) \cdot n_2(j\omega_k), \quad (7)$$

де $(.)^*$ – операція інверсії спектра.

Аналіз рівняння (7) показує, що добуток спектрів $U_{Д1}(j\omega_k)$ містить сигнальну складову $S_1(j\omega_k) \cdot S_2^*(j\omega_k)$ та три шумові складові, дві з яких $S_1(j\omega_k) \cdot n_2(j\omega_k)$ та $S_2^*(j\omega_k) \cdot n_1(j\omega_k)$ є взаємним спектром корисного сигналу та спектральних випадкових реалізацій власних шумів, а третя – взаємний спектр власних шумів пеленгаційних каналів $n_1(j\omega_k) \cdot n_2(j\omega_k)$. Усі три шумові складові сформовані на основі лінійних перетворень гаусівського білого шуму, тому є також випадковими функціями з нормальною густиною імовірності, нульовим математичним очікуванням та відповідним значенням дисперсії або потужності [10].

При великому відношенні сигнал/шум на вході пеленгаційних каналів $q_{ex1} = q_{ex2} > 1$ шумова складова власних шумів $n_1(j\omega_k) \cdot n_2(j\omega_k)$ має несуттєвий вплив і може не враховуватись:

$$U_{Д1}(j\omega_k) = S_{Д1}(j\omega_k) + N_{Д1}(j\omega_k), \quad (8)$$

де $S_{Д1}(j\omega_k) = S_1(j\omega_k) \cdot S_2^*(j\omega_k)$, $N_{Д1}(j\omega_k) = S_1(j\omega_k) \cdot n_2(j\omega_k) + S_2^*(j\omega_k) \cdot n_1(j\omega_k)$ – сигнальна та шумова складові добутку спектрів $U_{Д1}(j\omega_k)$ відповідно.

На другому етапі кореляційного оброблення формується другий добуток $U_{Д2}(j\omega_k)$ сформованого на першому етапі добутку комплексних спектрів $U_{Д1}(j\omega_k)$ та його реалізації $U_{Д1}^*(j(\omega_k + \Delta\omega_{3C}))$, що зсунута за частотою на величину $\Delta\omega_{3C}$:

$$U_{Д2}(j\omega_k) = U_{Д1}(j\omega_k) \cdot U_{Д1}^*(j(\omega_k + \Delta\omega_{3C})). \quad (9)$$

Визначимо основні елементи шумової структури добутку спектрів $U_{Д2}(j\omega_k)$ з урахуванням рівняння (8):

$$\begin{aligned}
 U_{D2}(j\omega_k) = & S_1(j\omega_k) \cdot S_2^*(j\omega_k) \cdot \left(S_1(j(\omega_k + \Delta\omega_{3c})) \cdot S_2^*(j(\omega_k + \Delta\omega_{3c})) \right)^* + \\
 & S_1(j\omega_k) \cdot S_2^*(j\omega_k) \cdot S_1(j(\omega_k + \Delta\omega_{3c})) \cdot n_2(j(\omega_k + \Delta\omega_{3c})) + S_1(j\omega_k) \cdot S_2^*(j\omega_k) \cdot \\
 & \cdot S_2^*(j(\omega_k + \Delta\omega_{3c})) \cdot n_1(j(\omega_k + \Delta\omega_{3c})) + \left(S_1(j(\omega_k + \Delta\omega_{3c})) \cdot S_2^*(j(\omega_k + \Delta\omega_{3c})) \right)^* \cdot \\
 & \cdot S_1(j\omega_k) \cdot n_2(j\omega_k) + \left(S_1(j(\omega_k + \Delta\omega_{3c})) \cdot S_2^*(j(\omega_k + \Delta\omega_{3c})) \right)^* \cdot S_2^*(j\omega_k) \cdot n_1(j\omega_k)
 \end{aligned} \quad (10)$$

Аналіз рівняння (10) показує, що добуток добутоків спектрів $U_{D2}(j\omega_k)$ містить одну сигнальну складову $S_{D2}(j\omega_k) = S_1(j\omega_k) \cdot S_2^*(j\omega_k) \cdot S_1^*(j(\omega_k + \Delta\omega_{3c})) \cdot S_2(j(\omega_k + \Delta\omega_{3c}))$ і чотири шумові складові. Іншими чотирма складовими добутку спектрів $U_{D2}(j\omega_k)$, що мають степінь сигнальної складової менше третьої, знехтувано. За умови, що частотний перетворювальний зсув $\Delta\omega_{3c}$ перевищує частотний інтервал кореляції шуму $\Delta\omega_{кор}$, усі шумові складові в рівнянні (10) є статистично незалежними гаусівськими величинами з нульовим математичним очікуванням і відповідним значенням дисперсії. Тому після квадратурного кореляційного оброблення, що є лінійним перетворенням, буде сформована сумарна шумова складова, дисперсія $\sigma_{n\Sigma}^2$ якої буде дорівнювати сумі чотирьох дисперсій складових рівняння (10):

$$\sigma_{n\Sigma}^2 = \sigma_{n1}^2 + \sigma_{n2}^2 + \sigma_{n3}^2 + \sigma_{n4}^2. \quad (11)$$

За умови рівномірного енергетичного спектра корисного сигналу дисперсії шумових складових рівняння (10) будуть однаковими і сумарна дисперсія $\sigma_{n\Sigma}^2$ буде дорівнювати [8]:

$$\sigma_{n\Sigma}^2 = 4\sigma_{nk}^2 = 8E_S^3 / N, \quad (12)$$

де $\sigma_{nk}^2 = 2E_S^3 / N$ – дисперсія шумової складової другого добутку спектрів $U_{D2}(j\omega_k)$;

$$E_S = \sum_{k=k_H}^{k_G} |S_1(j\omega_k) \cdot S_2(j\omega_k)| = \sum_{k=k_H}^{k_G} |S(\omega_k)|^2 - \text{енергія реалізації сигналу } S(t);$$

k_H, k_G – номери частотних складових спектрів сигналів $S_1(t)$ та $S_2(t)$, які відповідають їх нижній ω_H та верхній ω_B граничним частотам відповідно.

Максимальне значення модуля комплексної амплітуди $A_{S\max}$ сигнальної складової $S_{D2}(j\omega_k)$ визначається наступним чином:

$$A_{S\max} = \sum_{k=k_H}^{k_G} |S(j\omega_k)| \cdot |S(j(\omega_k + \Delta\omega_{3c}))|^2 = \sum_{k=k_H}^{k_G} |S(j\omega_k)|^4 = \frac{2E_S^2}{N}. \quad (13)$$

З урахуванням рівнянь (12) і (13) визначимо шукані значення дисперсії еквівалентного фазового зсуву (6):

$$\sigma_{\Delta\xi}^2 = A_{S\max}^2 / \sigma_{n\Sigma}^2 = 2N / E_S. \quad (14)$$

З урахуванням (14) рівняння (4) і (5) мають вигляд відповідно:

$$\sigma_{\theta}^2 = \frac{c^2 \cdot 2N}{E_S \cdot \Delta\omega_{3c}^2 \cdot d^2 \cdot \sin^2 \theta}, \quad (15)$$

$$\sigma_{\tau}^2 = 2N / E_S \cdot \Delta\omega_{3c}^2 = \sigma_{\Delta\xi}^2 / \Delta\omega_{3c}^2. \quad (16)$$

Аналіз рівнянь (15) та (16) показує, що основними чинниками збільшення точності пеленгування є збільшення антенної бази d , частотного зсуву $\Delta\omega_{3C}$ та накопичуваної енергії E_S сигналу ДРВ за рахунок збільшення часу спостереження Ta . При цьому за умов пеленгування джерел короткочасних випромінювань більш ефективним є збільшення антенної бази d .

Виконаємо аналіз оцінки дисперсії похибки пеленгування σ_θ^2 за умови невеликих значень відношення сигнал/шум на вході пеленгаційних каналів: $q_{вх1} < 1$ та $q_{вх2} < 1$. Для даних умов після формування першого добутку спектрів $U_{Д1}(j\omega_k)$ рівень шумів збільшується і еквівалентне відношення сигнал/шум $q_{екв1}$ на вході пеленгаційних каналів буде дорівнювати [3]:

$$q_{екв1} = q_{вх1} \cdot q_{вх2}. \quad (17)$$

Аналогічно еквівалентне відношення сигнал/шум $q_{екв2}$ на вході пеленгатора після формування другого добутку спектрів $U_{Д2}(j\omega_k)$ буде дорівнювати:

$$q_{екв2} = q_{екв1}^2 = (q_{вх1} \cdot q_{вх2})^2. \quad (18)$$

Після квадратурного кореляційного оброблення відношення сигнал/шум $q_{вих}$ на виході пеленгатора буде дорівнювати [3]:

$$q_{вих} = q_{екв2} \cdot K_\phi = (q_{вх1} \cdot q_{вх2})^2 \cdot K_\phi, \quad (19)$$

де $K_\phi = \Delta f_k / 2\Delta f_{кор} = \Delta f_k / (2/Ta \cdot K_w)$ – коефіцієнт фільтрації;

Δf_k – ширина смуги пропускання пеленгаційних каналів;

$\Delta f_{кор}$ – ширина смуги пропускання усереднюючого фільтра пеленгатора;

K_w – коефіцієнт шуму вагової функції «вікна» цифрового спектрального аналізу.

В результаті дисперсія оцінки $\sigma_{\Delta\xi}^2$ еквівалентного фазового зсуву з урахуванням (19) для умов слабких сигналів дорівнює:

$$\sigma_{\Delta\xi}^2 = 1/q_{вих} = 2/\Delta f_k \cdot Ta \cdot K_w \cdot (q_{вх1} \cdot q_{вх2})^2. \quad (20)$$

За умови ідентичних пеленгаційних каналів $q_{вх1} = q_{вх2} = q_{вх}$, тоді рівняння (20) матиме вигляд

$$\sigma_{\Delta\xi}^2 = 2/\Delta f_k \cdot Ta \cdot K_w \cdot q_{вх}^4. \quad (21)$$

З урахуванням рівняння (21) дисперсії похибок оцінки затримки σ_τ^2 і пеленгування σ_θ^2 будуть дорівнювати відповідно:

$$\begin{aligned} \sigma_\theta^2 &= 2c^2 / \Delta\omega_{3C}^2 \cdot \Delta f_k \cdot Ta \cdot K_w \cdot q_{вх}^4 \cdot d^2 \cdot \sin^2 \theta; \\ \sigma_\tau^2 &= 2 / \Delta\omega_{3C}^2 \cdot \Delta f_k \cdot Ta \cdot K_w \cdot q_{вх}^4. \end{aligned} \quad (22)$$

Таким чином, рівняння (15), (16), (22) дають аналітичні оцінки точності кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з подвійним кореляційним обробленням.

Виконано дослідження основних характеристик точності кореляційно-інтерферометричного пеленгатора з подвійним кореляційним обробленням шляхом програмного моделювання з використанням програмного пакету MathCad. Умови моделювання наступні.

Вид модуляції сигналу – лінійна частотна, значення несучої частоти сигналу $f_0 = 2000\text{МГц}$, ширина спектра сигналу Δf_S за рівнем (-6дБ) : $\Delta f_S = 5\text{МГц}$.

В результаті отримано залежність середньоквадратичної похибки пеленгування σ_θ від значення напрямку на ДРВ при значенні антенної бази $d = 10\text{м}$, тривалості аналізу $Ta = 0,819\text{мс}$, відношенні сигнал-шум $S/N = 40\text{дБ}$, рис. 1.

Отримано сімейство залежностей похибки σ_θ від величини антенної бази d при відношенні сигнал/шум $S/N = 10\text{дБ}$, значенні напрямку на ДРВ $\theta = 70^\circ$, значенні частотного зсуву $\Delta f_{3C} = \Delta\omega_{3C}/2\pi = 2,5\text{МГц}$, рис. 2.

На рис. 2 позначено: ряд 1 – для значення тривалості аналізу $Ta = 0,819\text{мс}$, ряд 2 – для значення $Ta = 3,19\text{мс}$, ряд 3 – для значення $Ta = 13,1\text{мс}$.

Отримано залежність похибки σ_θ від відношення сигнал/шум при значенні антенної бази $d = 20\text{м}$, значенні напрямку на ДРВ $\theta = 70^\circ$, значенні частотного зсуву $\Delta f_{3C} = 2,5\text{МГц}$, тривалості аналізу $Ta = 3,19\text{мс}$, рис. 3.

Отримано залежність середньоквадратичної похибки пеленгування σ_θ від величини частотного зсуву Δf_{3C} при значенні антенної бази $d = 20\text{м}$, значенні напрямку на ДРВ $\theta = 70^\circ$, тривалості аналізу $Ta = 3,19\text{мс}$, при відношенні сигнал/шум $S/N = 10\text{дБ}$, рис. 4.

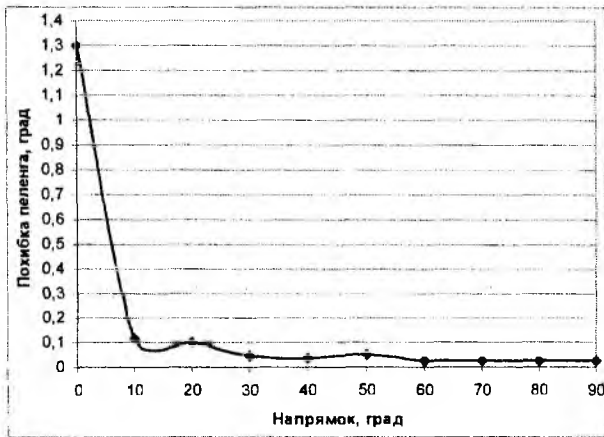


Рис. 1. Залежність похибки σ_θ від напрямку на ДРВ

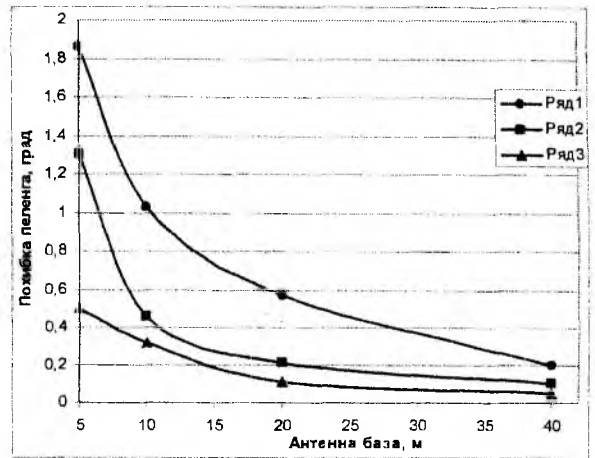


Рис. 2. Залежність похибки σ_θ від величини антенної бази d

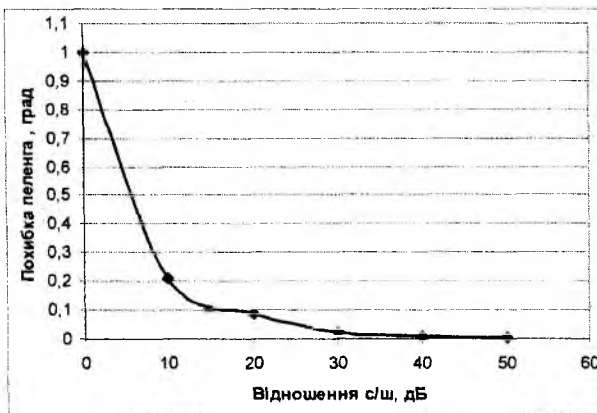


Рис. 3. Залежність похибки σ_θ від відношення сигнал-шум

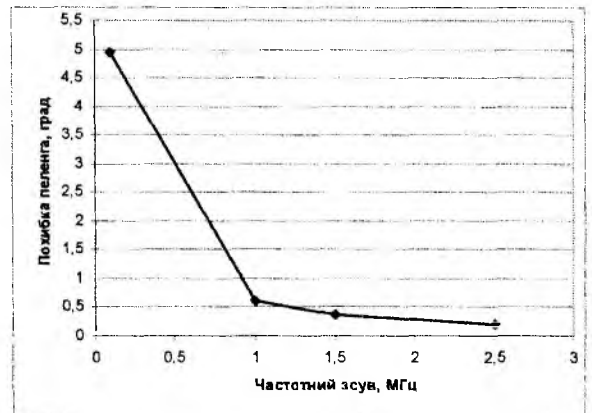


Рис. 4. Залежність похибки σ_θ від величини частотного зсуву Δf_{3C}

Аналіз графіка на рис. 1 показує, що для мінімізації методичної похибки пеленгування, що є максимальною в околі $\theta = 0^\circ$, доцільно застосувати дві взаємно перпендикулярні пари антен з робочими секторами $\theta \in (45-135)^\circ$. Аналіз графіків на рис. 2, 3 показує, що середньоквадратична похибка пеленгування σ_θ суттєво зменшується за гіперболічною залежністю зі збільшенням антенної бази d , та менш ефективно – при збільшенні тривалості аналізу Ta . При збільшенні відношення сигнал-шум похибка σ_θ також зменшується за гіперболічною залежністю. Аналіз залежності на рис. 4 показує, що похибка пеленгування σ_θ суттєво зменшується по гіперболічній залежності зі збільшенням частотного зсуву Δf_{3C} .

Отримано залежність середньоквадратичної похибки пеленгування від типу «вікна» спектрального аналізу при значенні антенної бази $d = 5\text{ м}$, напрямку на ДРВ $\theta = 70^\circ$, частотному зсуві $\Delta f_{3C} = 2,5\text{ МГц}$, тривалості аналізу $Ta = 0,819\text{ мс}$, при відношенні сигнал-шум $S/N = 10\text{ дБ}$, рис. 5.

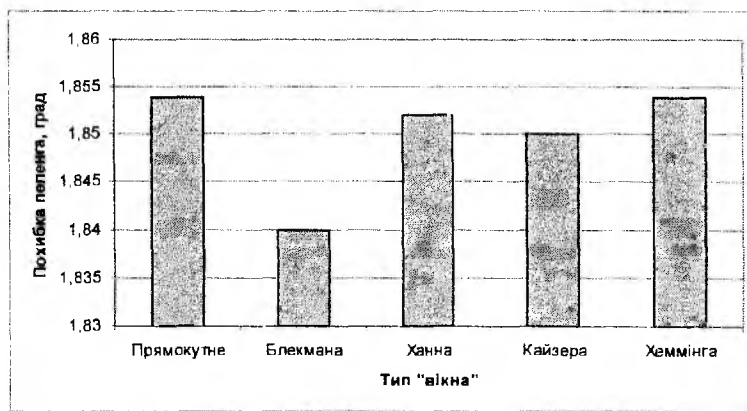


Рис. 5. Залежність похибки σ_θ від типу «вікна» спектрального аналізу

Аналіз графіка на рис. 5 показує, що мінімальну похибку пеленгування σ_θ забезпечує використання при спектральному аналізі «вікна» Блекмана.

Результати моделювання повністю узгоджуються з результатами аналітичних досліджень.

Висновки

В результаті досліджень безпошукового цифрового методу спектрального кореляційно-інтерферометричного пеленгування з подвійним кореляційним обробленням отримано аналітичні оцінки дисперсії похибки пеленгування для умов великого та малого відношення сигнал/шум на вході пеленгаційних каналів. Проведено імітаційне моделювання роботи пеленгатора та визначено його основні точнісні характеристики. Результати аналітичних розрахунків та моделювання узгоджуються і підтверджують можливість ефективного безпошукового кореляційно-інтерферометричного пеленгування з використанням великої антенної бази, що забезпечує пеленгування з похибкою $\sigma_\theta = 0,1^\circ$. Показано доцільність використання при спектральному аналізі вагової функції «вікна» Блекмана.

Список літератури: 1. Слободянюк, П.В. Довідник з радіомоніторингу / Слободянюк П.В., Благодарний В.Г., Ступак В.С. – Ніжин : ТОВ „Видавництво „Аспект-Поліграф”, 2008. – 588 с. 2. Рембовский, А.М. Радиомониторинг – задачи, методы, средства / Рембовский А.М, Ашихмин А.В., Козьмин В.А. – М. : Горячая линия – Телеком, 2010. – 624 с. 3. Белавин, О.В. Основы радионавигации : учеб. пособие для вузов / О.В. Белавин. – М. : Сов. радио, 1977. – 320 с. 4. Gaoming Huang. Time-delay direction finding based on canonical correlation analysis. Circuits and Systems / Huang Gaoming, Yang Luxi, He Zhenya. – ISCAS 2005 // IEEE International Symposium, pp. 540-549, 23-26 May 2005. 5. Пат. 2190236 Российс-

кая Федерация, МПК G 01 S 5/04. Способ обнаружения и определения двумерного пеленга и частоты источников радиоизлучения. – В.Н. Шевченко, Г.С. Емельянов, Г.Г. Вертоградов. – Заявл. 13.09.2000; опубл. 27.09.2002 г. 6. Ципоренко, В.В. Метод кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з дисперсійною обробкою комплексних взаємних спектрів сигналів / В.В. Ципоренко // Вісник Національного технічного університету України „Київський політехнічний інститут”. Сер. Радіотехніка. Радіоапаратурубудування. – 2010. – Вип. 42. – 205 с. С. 26–37. 7. Ципоренко, В.В. Безпошуковий цифровий метод спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з подвійним кореляційним обробленням / В.В. Ципоренко // Радіотехніка. – 2011. – № 167. – С 73-77. 8. Караваев, В.В. Статистическая теория пассивной локации / В.В. Караваев, В.В. Сазонов. – М. : Радио и связь, 1987. – 240 с. 9. Караваев, В.В. К теории интерферометра / В.В. Караваев, В.В. Сазонов // Радиотехника и электроника. – 1971. – Т. 16, № 12. – С. 2303-2308. 10. Тихонов, В.И. Оптимальный приём сигналов / В.И. Тихонов. – М. : Радио и связь, 1983. – 320 с.

*Житомирський державний
технологічний університет*

Надійшла до редколегії 10.09.2012

О ВЗАИМОДЕЙСТВИИ СИГНАЛА МОДИФИЦИРОВАННОЙ ФМ С ЧАСТОТНО-ИЗБИРАТЕЛЬНЫМИ УСТРОЙСТВАМИ

Введение

В работе [1, 2] предложен и частично исследован сигнал модифицированной ФМ с фазовыми врезками (ФВ), анализировались его потенциальные возможности для передачи цифровых потоков. Рассмотрим эти возможности детальнее.

Результаты работы

Сигнал модифицированной ФМ с $\pm\pi/2$ ФВ и возвратом к фазе можно записать в виде

$$S(t) = \begin{cases} \cos \omega_0 t & , 0 \leq t < \tau_0 \\ \pm \sin \omega_0 t & , \tau_0 \leq t < \tau_0 + \tau_u \\ \cos(\omega_0 t + \omega_0 \tau_u) & , \tau_0 + \tau_u \leq t \end{cases} \quad (1)$$

Здесь для простоты начальная фаза полагается равной нулю, ω_0 – частота несущей данного канала; τ_0 – длительность опорной части (ОЧ) позиции сигнала; τ_u – информационная часть, причем, знаки (+) и (-) соответствуют передачи «1» или «0»; начальная фаза $\omega_0 \tau_u$ в третьей строке обеспечивает возврат к фазе при переходе к следующей позиции.

В указанных работах отмечалось, что оптимальное выделение цифрового потока в этом случае требует применения частотно-селективных устройств (ЧСУ) либо с сосредоточенными параметрами (колебательный контур), либо с распределенными (резонатор). Отклики ЧСУ на гармонические сигналы с фазовыми скачками хорошо известны. Так, для сигнала со скачком фазы на φ_0 рад. в момент времени $t = 0$ комплексная огибающая имеет вид

$$\tilde{U}(t) = U_m [\sigma(-t) + e^{j\varphi_0} \sigma(t)], \quad (2)$$

где $\sigma(t)$ – функция включения.

Тогда комплексная огибающая такого сигнала на выходе четырехполосника с резонансным коэффициентом усиления $K_{рез}$ получается такой

$$\tilde{U}_{вых}(t) = -K_{рез} U_m \left[e^{-\frac{t}{\tau_k}} + e^{j\varphi_0} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_k}}) \right]. \quad (3)$$

Соответственно физическая огибающая при $t > 0$ приобретает вид

$$U_{вых}(t) = K_{рез} U_m \left\{ \left[e^{-\frac{t}{\tau_k}} + (1 - e^{-\frac{t}{\tau_k}}) \cos \varphi_0 \right]^2 + \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_k}} \right)^2 \sin^2 \varphi_0 \right\}^{\frac{1}{2}}, \quad (4)$$

где τ_k – постоянная времени колебательного контура

$$\tau_k = \frac{2Q}{\omega_{рез}}. \quad (5)$$

В частности, для сигналов с π -скачком и $\pi/2$ -скачком получаем соответственно

$$U_{\text{вых}}(t)_{\pi} = K_{\text{рез}} U_m \left| 2e^{-\frac{t}{\tau_k}} - 1 \right| \quad (6)$$

$$U_{\text{вых}}(t)_{\pi/2} = K_{\text{рез}} U_m \left[1 + 2e^{-\frac{t}{\tau_k}} (e^{-\frac{t}{\tau_k}} - 1) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (7)$$

В первом случае за счет инверсии фазы входного сигнала после скачка на π рад. огибающая обращается в нуль в момент времени $t_0 = 0,693\tau_k$, а во втором – огибающая приобретает размытый минимум в этой области. Т.е. если, например, использовать в качестве ЧСУ колебательный контур с $Q = 100$, $\omega_{\text{рез}} = 2\pi \cdot 10^6$ Гц, то получается $\tau_k \approx 3,18 \cdot 10^{-5}$ с; $t_0 = 2,2 \cdot 10^{-5}$ с и на интервале от нуля до t_0 укладывается приблизительно 22 периода колебаний $N_0 = t_0 f_{\text{рез}}$. Таким образом, если фазовое возмущение длится 1...2 периода, то на состоянии колебаний в контуре это практически не отражается, тем более, что в момент перехода от предыдущей позиции к последующей фаза сигнала восстанавливается (возврат к фазе). Именно такой интервал ФВ использован в работе [2], т.е. τ_n в (1) следует выбирать из условия $T \leq \tau_n \leq 2T$, а $10T \leq \tau_0 \leq 20T$ в зависимости от свойств конкретного ЧСУ. Но при таком выборе длительности ФВ – τ_n распределение спектральной плотности должно быть очень размытым. Действительно, из общего выражения для спектра радиоимпульса длительностью τ (см. например, [3])

$$S(\omega) = \frac{U\tau}{2} \left[\frac{\sin \frac{\omega - \omega_0}{2} \tau}{\frac{\omega - \omega_0}{2} \tau} + \frac{\sin \frac{\omega + \omega_0}{2} \tau}{\frac{\omega + \omega_0}{2} \tau} \right] \quad (8)$$

при условии $\tau = T_0$ легко получить

$$S(\omega) = \frac{Uf}{\pi} * \frac{\sin\left(\pi \frac{f}{f_0}\right)}{f_0^2 - f^2} \quad (9)$$

Очевидно, спектральная плотность такого однопериодного радиоимпульса начинается с нуля в точке $f = 0$, проходит через максимум в точке $f = f_0$ и затем снова обращается в нуль в точке $f = 2f_0$, т.е. главный лепесток спектральной плотности занимает область шириной $2f_0$, а на уровне 0,7 приблизительно $-f_0$, что хорошо соответствует результатам, полученным в [2]. Следует также учесть вклад опорной части ФВ длительностью τ_0 , который выражается интенсивной спектральной линией на частоте f_0 . Т.е. фурье-спектр такого сигнала представляет собой интенсивную линию для частоты несущей с практически симметричным шумоподобным пьедесталом, занимающим диапазон частот от нуля до $2f_0$. Разумеется, такую ширину канала в обычных условиях нельзя считать приемлемой и традиционные способы преобразования, усиления и детектирования в данном случае не подходят.

В [2] предложен вариант, основанный на сочетании квадратурности опорной и информационной частей данного сигнала с квадратурностью, например, токов в ветвях параллельного контура относительно внешнего напряжения в состоянии резонанса или напряжений на реактивных элементах последовательного контура относительно тока. В этом случае

релаксационный параметр контура (резонатора) τ_k вообще выводится из рассмотрения т.к. состояние колебаний в нем за время $\tau_n = T_0$ практически не меняется. Соответственно, спектральный подход к описанию взаимодействия предложенного сигнала с контуром также ничего не дает.

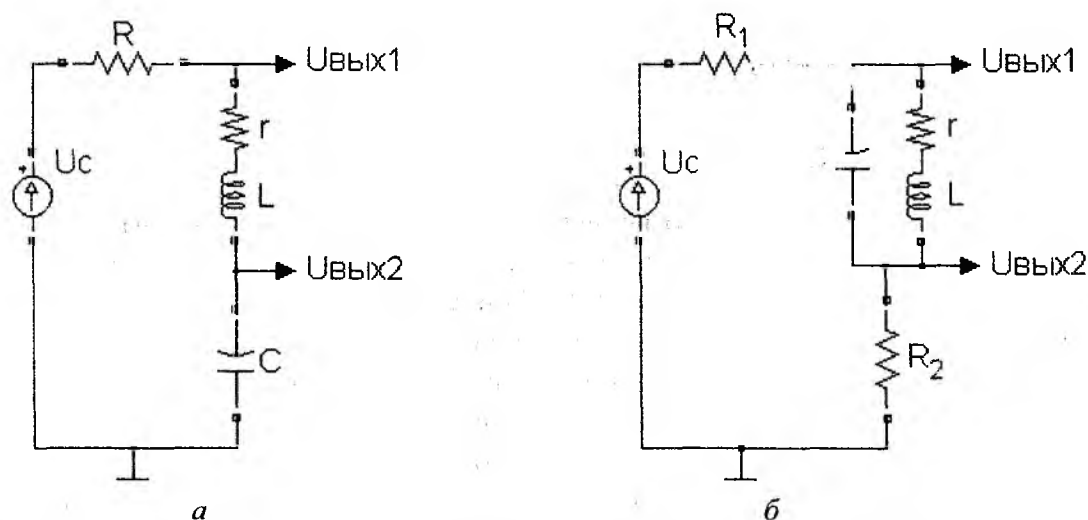


Рис. 1. Варианты использования колебательных контуров: а – последовательный; б – параллельный

Рассмотрим в качестве примера следующие варианты (рис. 1).

Для варианта а в состоянии резонанса при условии $R = r$ на выходе 1 получаем оба фрагмента сигнала – опорный и ФВ, причем амплитуда ФВ в 2 раза больше, чем опорной части. На выходе 2 имеем только опорный сигнал с амплитудой в $0,5Q$ раз больше U_c и фазовым сдвигом относительно U_c на $\pm\pi/2$ (в зависимости от последовательности включения $r \rightarrow L \rightarrow C$ или $C \rightarrow r \rightarrow L$). При расстройке на величину более $f_0/(2Q)$ на выходе 1 напряжения обоих фрагментов сигнала сравниваются – амплитуда опорной части «подтянется» до амплитуды ФВ, близкой к U_c , напряжение опорного сигнала на выходе 2 резко упадет, почти в Q раз, а его фаза приобретет дополнительный фазовый сдвиг почти $\pm\pi/2$ в зависимости от последовательности включения r, L, C . Таким образом, сигналы опорных фрагментов на выходе 1 и на выходе 2 станут либо практически синфазными, либо противофазными. Увеличение добротности Q (например, уменьшение r) приведет к более резкому влиянию расстройки на описанные процессы. Если положить $R \ll r$, то на выходе 1 напряжения обоих фрагментов сигнала будут одинаковы и равны U_c для состояний резонанса и расстройки. На выходе 2 при резонансе напряжение опорного сигнала в Q раз больше U_c и сдвинуто относительно него на $\pi/2$. При расстройке оно уменьшается почти в Q раз и приобретает дополнительный фазовый сдвиг близкий к $\pm\pi/2$. Если же $R = \rho = rQ$ то для резонанса на выходе 1 напряжение опорной части (ОФ) сигнала будет очень мало – в Q раз меньше U_c , а напряжение ФВ – равно U_c . При расстройке напряжение опорной части «подтягивается» к $0,5U_c$, напряжение ФВ остается неизменным. На выходе 2 в резонансе имеем опорный сигнал напряжением U_c с фазовым сдвигом $\pi/2$, а при расстройке этот сигнал уменьшается до $0,5U_c$ и приобретает дополнительный фазовый сдвиг. Итак, для варианта а) получаем частотно-зависимый фазовращатель на $\pi/2$, причем, на выходе 1 в любом случае присутствует полный сигнал, а на выходе 2 – только непрерывный гармонический сигнал опорной части, без ФВ. При малых значениях R ($R \ll r$) амплитуды фрагментов ОЧ и ФВ одинаковы и при расстройке практически не изменяются, зато сигнал ОЧ с резонансным напряжением QU_c резко убывает при расстройке приблизительно в Q раз. При значениях $R \approx \rho$ на выходе 1 в резонансе максимально выделяется ФВ, а сигнал ОЧ практически отсутствует, т.е. ФМ максимально преобразуется в АМ. Расстройка в этом случае приводит к резкому увеличению напряжения ОЧ и АМ исчезает – ОЧ и ФВ выравниваются по амплитуде. Однако на выходе 2 изменения, вызываемые рас-

стройкой,

сравнительно невелики – амплитуда ОЧ изменяется всего в два раза.

Для варианта *б* в состоянии резонанса при условии $R_1 = Q\rho$ и $R_2 = \rho$ на выходе 1 получаем только гармонический сигнал ОЧ напряжением $\approx 0,5U_c$, а на выходе 2 – полный сигнал (ОЧ + ФВ), причем, напряжение ФВ в два раза больше напряжения ОЧ (ФМ \rightarrow АМ). При расстройке сигнал ОЧ на выходе 1 резко падает (приблизительно в Q раз), а на выходе 2 полный сигнал увеличивается практически в два раза, амплитуды ОЧ и ФВ выравниваются, причем, этот сигнал приобретает фазовый сдвиг относительно U_c . При расстройке происходит выравнивание напряжений ОЧ и ФВ на общем уровне около $0,5U_c$. На выходе 1 при этом, очевидно, никаких изменений не происходит – присутствуют полный сигнал напряжением U_c . Таким образом, для варианта *б* максимальное преобразование ФМ \rightarrow АМ реализуется при условии $R_1 = 0$, $R_2 = \rho Q$ на выходе 2, а максимальная селективность – при условии $R_1 = \rho Q$ на выходе 1 только для фрагмента ОЧ (без ФВ).

Для подтверждения приведенных положений оба варианта моделировались в среде MatLab, а полученные результаты приведены на рис. 2 – 4.

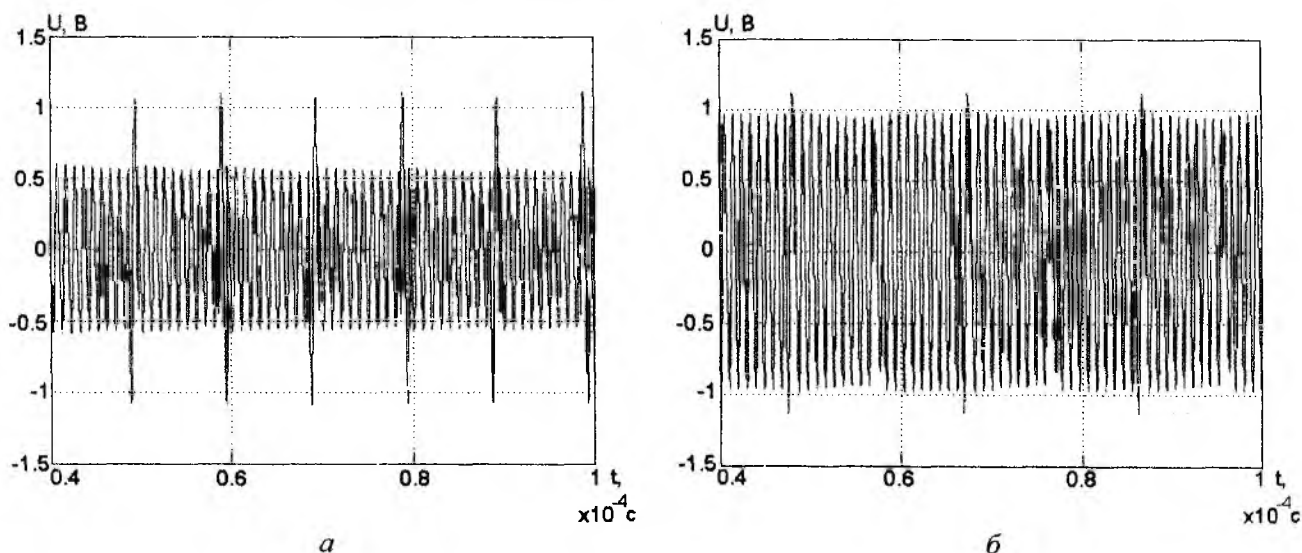


Рис. 2. Осциллограммы сигналов с Вых.1 последовательного контура при условии $R = \rho/Q = r$:
a – для частоты f_0 , *б* – при расстройке 3 %

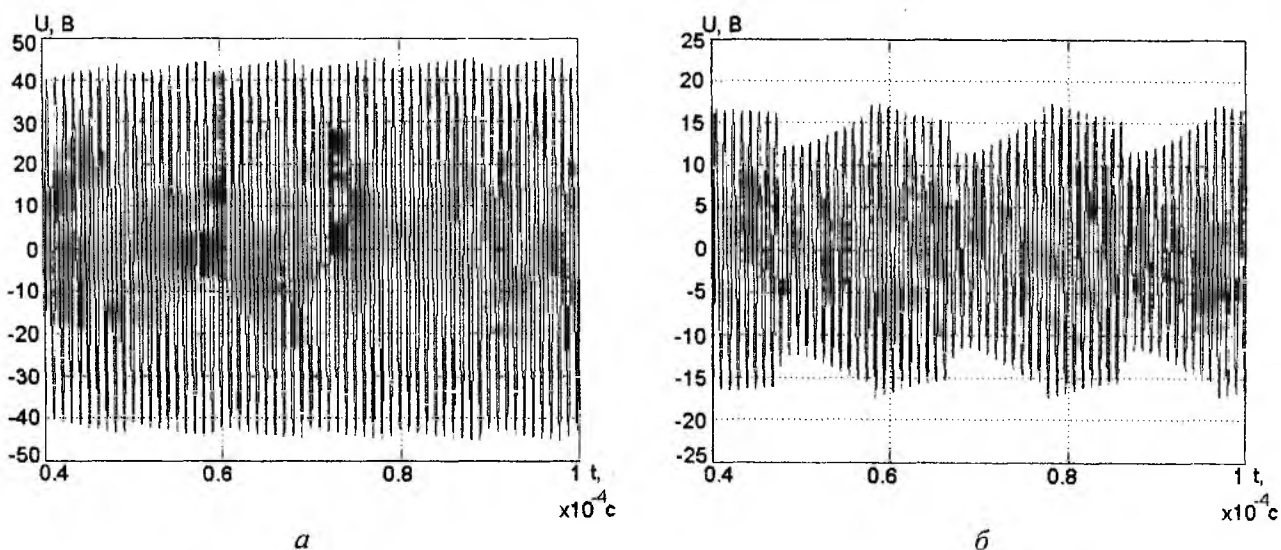


Рис. 3. Осциллограммы сигналов с Вых.2 последовательного контура:
a – для частоты f_0 , *б* – при расстройке 3 %

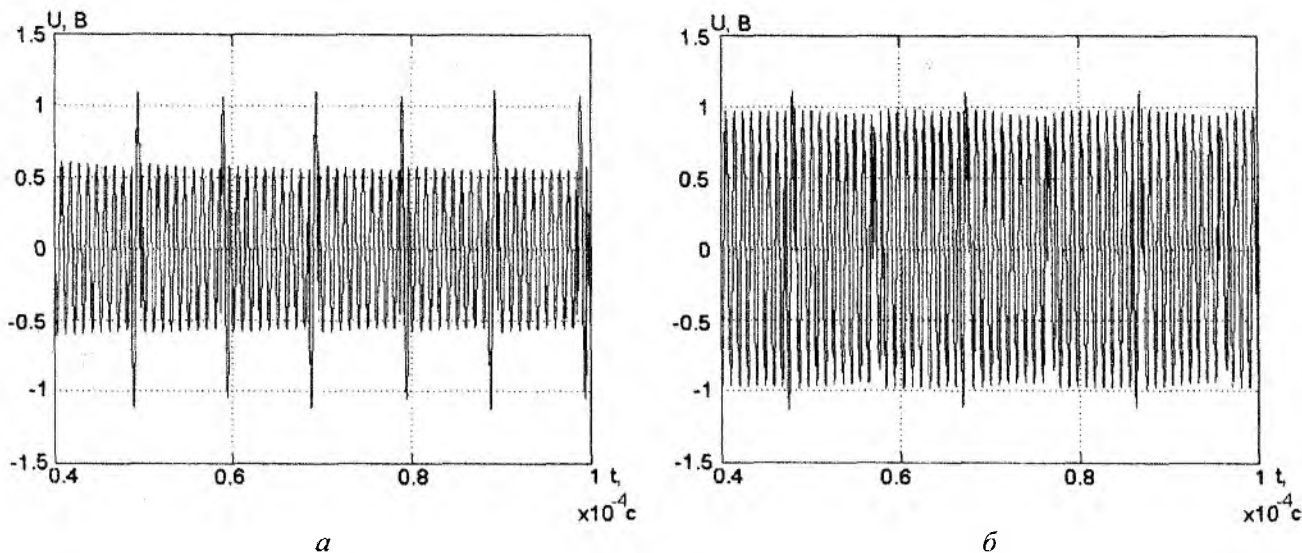


Рис 4. Осциллограммы сигналов с Вых.2 параллельного контура при условии $R_1 = 0, R_2 = \rho Q$:
a – для частоты f_0 ; *б* – при расстройке 3 %

Как видно из полученных результатов, вариант на рис. 1, *a* оказывается наиболее универсальным при условии, что $R = \rho/Q = r$ сигнал на выходе 1 для f_0 содержит ФВ, напряжение которой в два раза выше напряжения ОЧ. При расстройке напряжение обоих фрагментов практически сравнивается, т.е. сигнал на этом выходе удобно использовать для выделения и формирования тактовых сигналов (стробов) для выбранного канала. Сигнал на выходе 2 состоит только из ОЧ, находящейся в квадратуре со входным сигналом, и напряжение на этом выходе резко изменяется при расстройке, что позволяет использовать такой сигнал в качестве опорного. Кроме того, как известно, при расстройке происходит дополнительный поворот фазы, определяемый соотношением

$$\operatorname{tg} \varphi \approx Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \quad (10)$$

Для варианта на рис. 1, *б* приемлемые результаты получаются только при использовании выхода 2 и условия $R_1 = 0, R_2 = \rho Q$.

Как видно, в этом случае осциллограммы на рис. 2 и 4 практически совпадают и могут быть использованы с одной и той же целью – формирование тактовых импульсов выбранного канала.

Выводы

Проанализированы основные параметры сигнала модифицированной ФМ с $\pm\pi/2$ ФВ и возвратом к фазе. Определены оптимальные условия и варианты использования ЧСУ в режимах резонанса напряжений и токов для обеспечения максимальной селективности системы связи, использующей данный сигнал.

Список литературы: 1. Рязанцев, О.В., Кулик, М.В. О детектировании радиосигналов с модифицированной фазовой манипуляцией // Сб. науч. трудов ДГТУ. Технические науки. – 2010. – Вып. 2 (15). – С.72. 2. Рязанцев, О.В., Кулик, М.В., Сьянов, А.М. Цифровые сигналы с использованием фазовых врезок $\pm\pi/2$ и их некоторые особенности // Радиотехника. – 2011. – Вып. 167. – С. 143. 3. Баскаков, С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М. : Высш. шк., 1983.

Днепродзержинский государственный
 технический университет

Поступила в редколлегию 28.08.2012

ИССЛЕДОВАНИЕ СТАТИСТИКИ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ СИГНАЛОВ В ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМАХ

Одной из основных задач оптико-электронных систем является обнаружение стохастических сигналов на фоне шума неизвестной мощности [1, 2].

Во многих практических приложениях при обнаружении сигналов в условиях априорной неопределенности существуют эффективные подходы, которые позволяют синтезировать правила обнаружения для априорно известных видов распределений сигналов и помех и обладают высокой эффективностью и устойчивостью качественных показателей при произвольном изменении неизвестных параметров этих распределений.

На рис. 1 приведены гистограммы стохастического сигнала на фоне шума в различных кадрах, сформированных оптико-электронной системой. Амплитуды сигналов, сформированные каждым фоточувствительным элементом в различных кадрах, являются случайной величиной. Это обусловлено квантовой природой оптического излучения и принципами взаимодействия квантов света с фоточувствительными элементами.

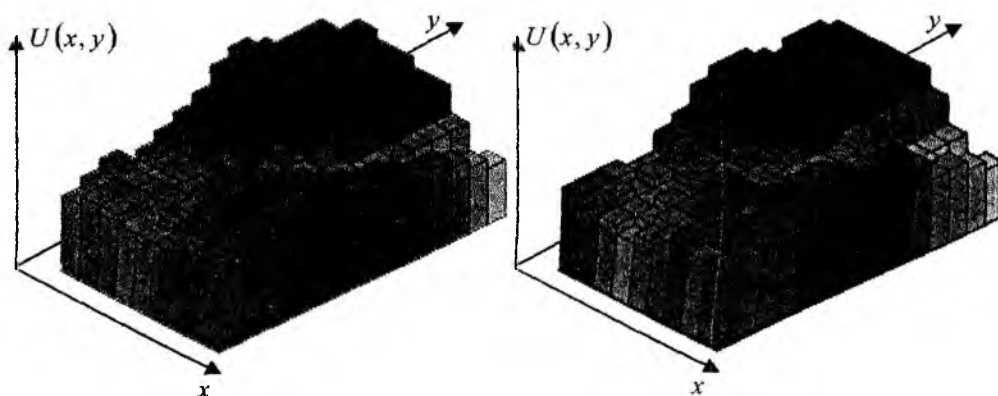


Рис. 1. Гистограммы интенсивности амплитуды сигналов, зарегистрированных в последовательных телевизионных кадрах

Рабочие характеристики оптико-электронных систем, алгоритмы обнаружения, как правило, синтезируются для заданной величины отношения сигнал/шум, определяемой соотношением

$$\varphi = \frac{\bar{U}_C}{\sqrt{D_{C+\Phi}}} \quad (1)$$

В выражение (1) входят следующие величины:
среднее значение

$$\bar{U} = \frac{1}{mn} \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^n U(x_i, y_j); \quad (2)$$

дисперсия

$$\begin{aligned} D[U(x, y)] &= \overline{[U(x, y) - \bar{U}]^2} = \frac{1}{(m-1)(n-1)} \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^n [U(x_i, y_j) - \bar{U}]^2 = \\ &= \frac{1}{(m-1)(n-1)} \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^n U^2(x_i, y_j) - \bar{U}^2. \end{aligned} \quad (3)$$

В [3, 4] фоновая и сигнальная составляющие описываются нормальным законом распределения, и характеристики обнаружения объектов вычисляются согласно выражениям: условная вероятность правильного обнаружения сигнала:

$$d = \int_{U_{\text{пор}}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{C+\Phi}}} e^{-\frac{(U-\bar{U}_{C+\Phi})^2}{2\sigma_{C+\Phi}^2}} dU, \quad (4)$$

условная вероятность появления ошибки:

$$f = \int_{U_{\text{пор}}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\Phi}}} e^{-\frac{(U-\bar{U}_{\Phi})^2}{2\sigma_{\Phi}^2}} dU. \quad (5)$$

Графически характеристики обнаружения оптико-электронной системы представлены на рис. 2.

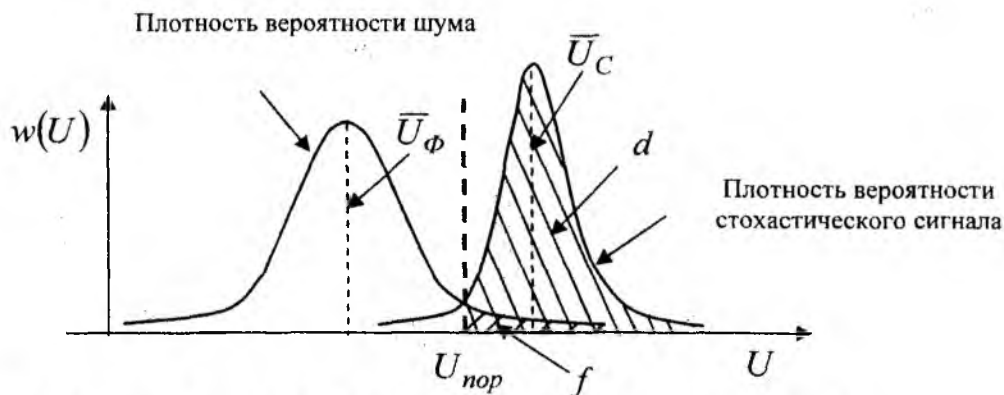


Рис. 2. Плотность вероятности сигнальной и фоновой составляющих

Однако на практике возможны случаи, когда истинные функции распределения отличаются от предполагаемых. В этих случаях не все алгоритмы обнаружения оказываются устойчивыми даже при незначительных отличиях. В работах [5] показано, что во многих случаях наборы данных содержат аномальные выбросы, обусловленные наличием в распределениях более «тяжелых», по сравнению с нормальными, «хвостов». Они могут вызываться воздействием дополнительных возмущающих факторов на среду распространения сигналов, квантовой структурой сигналов и помехи, флуктуациями коэффициентов передачи приемных трактов и другими причинами.

Цель работы – исследование статистических характеристик сигналов и помех, проведение статистического анализа для определения закона распределения случайной величины, что позволит использовать известные для этого закона факты для изучения поведения случайной величины и оптимизировать алгоритмы обнаружения полезных сигналов в оптико-электронных системах.

В работах [6, 7] принято, что принимаемые оптико-электронной системой стохастические сигнал и помеха подчиняются пуассоновской статистике.

Проведены эксперименты регистрации стохастического оптического сигнала, который можно описать случайной величиной числа появлений различных значений амплитуды сигналов фоточувствительных элементов. Найденные среднее их значение, выборочная дисперсия показали, что выборочная дисперсия этой случайной величины во много раз превосходит выборочное среднее значение (рис. 3). Коэффициент асимметрии $A_S = 0,82$; коэффи-

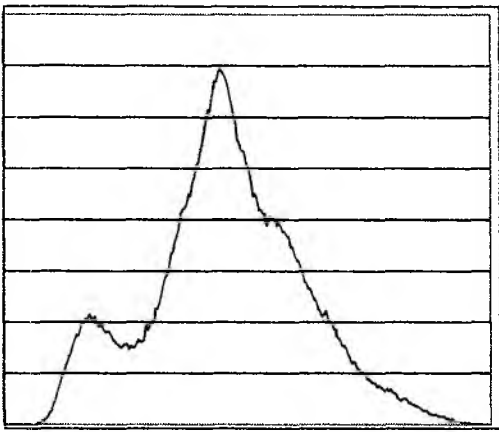


Рис.3. Плотность распределения стохастического сигнала

коэффициент эксцесса $E_x = 0,67$; математическое ожидание данной случайной величины $M(x) = 113$; дисперсия $D(x) = 989$.

Поэтому применяемый закон Пуассона не адекватно описывает случайную величину, так как она подчиняется гипергеометрическому закону распределения:

$$p(x; N, n, k) = \frac{C_k^x \cdot C_{N-k}^{n-x}}{C_N^n}, \quad (6)$$

где N – общее число элементов в выборке, n – число возможных значений амплитуд, k – фиксированное количество фоточувствительных элементов, x – случайная величина, характеризующая число появления

данного значения амплитуды сигнала в фоточувствительных элементах. Данное распределение дискретное и характеризуется тремя параметрами.

Эксперименты, проводимые на статистически значимом количестве измерений принимаемого стохастического сигнала, показали, что дисперсии значительно превышают число 9, что позволяет аппроксимировать данное распределение выражением [8, 9]:

$$p(x; N, n, k) \approx \frac{1}{\sigma} \varphi\left(\frac{x - \bar{x}}{\sigma}\right), \quad (7)$$

где

$$\bar{x} = \frac{nk}{N} = n\theta, \quad \sigma = \sqrt{n\theta(1-\theta)\left(1 - \frac{n-1}{N-1}\right)}, \quad \varphi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}},$$

тогда

$$p(x_1 \leq X \leq x_2; N, n, k) \approx \Phi_0\left(\frac{x_2 + \frac{1}{2} - \bar{x}}{\sigma}\right) - \Phi_0\left(\frac{x_1 - \frac{1}{2} - \bar{x}}{\sigma}\right), \quad (8)$$

где

$$\Phi_0(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^t e^{-\frac{t^2}{2}} dt.$$

Как показал дальнейший статистический анализ с использованием эмпирических оценок квадрата асимметрии и эксцесса, распределение случайной величины находится в области β -распределения. Принимая для дальнейшего упрощения вычислений, что распределение непрерывно, можно представить модель распределения случайной величины в виде

$$f(x) = \frac{(2+\alpha)(1+\alpha)}{b^{2+\alpha}} x(b-x)^\alpha, \quad (\alpha \geq -1), \quad \text{где в нашем случае параметр сдвига } b = 256,$$

(α – параметр формы).

Данная модель является частным случаем обобщённого β -распределения и в содержит только один параметр формы – α .

Функция распределения случайной величины для данной модели имеет вид

$$F(x) = 1 - \frac{(b-x)^{\alpha+1}(b+(1+\alpha)x)}{b^{2+\alpha}}, \quad (9)$$

где $0 \leq x \leq b$.

Математическое ожидание данной случайной величины $M(x) = \frac{2b}{\alpha + 3}$, дисперсия:

$$D(x) = \frac{2b^2(1+\alpha)}{(\alpha+3)^2(\alpha+4)}.$$

Коэффициенты вариации определяются по формуле $V = \sqrt{\frac{1+\alpha}{2(4+\alpha)}}$, коэффициент асимметрии $A_s = \frac{2(\alpha-1)\sqrt{4+\alpha}}{(5+\alpha)\sqrt{2(\alpha+1)}}$, коэффициент эксцесса: $\bar{E}_x = \frac{6(\alpha+4)(\alpha^2+2\alpha+3)}{(\alpha+1)(\alpha+5)(\alpha+6)}$.

Выводы

Применяемые для улучшения качества информации в оптико-электронных системах методы предварительной обработки осуществляются с использованием адаптивных аналоговых и цифровых преобразований пространственных сигналов. Аналоговые и цифровые методы обработки изображений включают в себя пространственно-координатные и пространственно-спектральные методы. На каждом этапе адаптивной коррекции принимаемый стохастический сигнал может изменять свои статистические характеристики. В работах [10, 11] представлены результаты исследований статистики пространственно-временных сигналов на различных этапах преобразования стохастического сигнала. Методы обнаружения стохастического сигнала на фоне шума построены на статистическом анализе принимаемой аддитивной смеси. Принимая во внимание аппроксимацию сигнальной и шумовой составляющей законами распределения, имеющими «тяжелые» хвосты, правила обнаружения, синтезированные на основе симметричных законов распределения могут быть не эффективными, так как условная вероятность появления ошибки может значительно увеличиваться (в сотни раз). Представляется целесообразным проведение экспериментальных исследований статистики стохастических сигналов в оптико-электронных системах на этапах спектральных перераспределений энергии, линейных и нелинейных методов фильтрации и дифференцирования, направленных на улучшение параметров изображений и оценки характеристик обнаружения объектов с целью создания более адекватных методов обработки.

Список литературы: 1. Стрелкова, Т.А., Стрелков, А.И., Лытюга, А.П. Состояние и перспективы развития оптико-электронных приборов специального назначения // 2-й Междунар. Радиоэлектронный Форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» (МРФ-2005). Сб. науч. тр. – Харьков : АН ПРЭ, ХНУРЭ. – 2005. – Т. 2. – С. 469-470. 2. Стрелкова, Т.А., Стрелков, А.И., Лытюга, А.П., Жилин, Е.И. Возможности обнаружения объектов оптико-электронными системами в условиях сильных аддитивных и мультипликативных помех VI International Conference on Optoelectronic Information Technologies “Photonics-ODS 2008”, Ukraine, Vinnytsia, VNTU, 30 September – 2 October, 2008. – Р. 22. 3. Оптическая локация. Теоретические основы приема и обработки оптических сигналов / под ред. А.И. Стрелкова. – Х. : Апостроф, 2010. – 312 с. 4. Мосягин, Г.М., Немтинов, В.Б., Лебедев, Е.Н. Теория оптико-электронных систем. – М., 1990. – 432 с. 5. Методы статистической обработки изображений полей : Межвуз. сб. науч. трудов. 1986. – 134 с. 6. Адаптивная помехозащита оптико-электронных информационных систем / Никитин В.М., Фомин В.Н., Николаев А.И., Борисенков И.Л. – Белгород, 2008. – 196 с. 7. Шереметьев, А.Г. Статистическая теория лазерной связи. – М., 1971. – 264 с. 8. Абезгауз, Г.Г., Тронь, А.П., Копенкин, Ю.Н. Справочник по вероятностным расчётам. – М. : Военное изд-во министерства обороны СССР, 1966. – 408 с. 9. Справочник по надёжности / под ред. Б.Р. Левина. – М. : Мир, 1969. – Т. 1. – 333 с. 10. Яновский, Ю.А. Статистический анализ изображений в телемедицинских информационных сетях // 14-й Міжнар. молодіжний форум „Радіоелектроніка і молодь в ХХІ ст.” Зб. матеріалів форуму. Ч. 1. – Харків : ХНУРЕ, 25-27 березня, 2010. – С. 132. 11. Стрелкова, Т.А., Стрелков, А.И., Лытюга, А.П., Яновский, Ю.А. Исследование качества изображений при передаче в телемедицинских информационных сетях // Сучасні проблеми науки та освіти. Матеріали 8-ї Міжнар. міждисциплінарної наук.-практ. конф. 30 квітня-10 травня, 2009 р., м. Алушта / Українська Асоціація „Жінки в науці та освіті”. – Харків : Харківський національний університет імені В.Н. Каразіна, 2009. – С. 97-98.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 12.09.2012

АНАЛИЗ АЛГОРИТМА ПЛАНИРОВАНИЯ РАДИОСЕТИ НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИИ LTE

Введение

На этапе динамичного развития информационно-коммуникативного общества возникает необходимость в новых подходах для освоения возможностей информационных процессов, вследствие чего внедряются новые технологии, что является предпосылкой для повсеместного проникновения широкополосного мобильного доступа.

Актуальность новых принципов функционирования в услугах передачи данных и мультимедийного контента с позиции научного подхода и выделения факторов эффективности не вызывает сомнений.

Основное направление для внедрения широкополосного мобильного доступа на современном телекоммуникационном рынке состоит в развитии интерактивной системы обмена информацией, преимущество которой заключается в участии субъектов, испытывающих потребность в виртуальном общении.

Одной из инновационных технологий, призванной решать вопросы информационного обмена, создания единого информационного пространства, а также обеспечить вхождение Украины в европейскую и глобальную информационные инфраструктуры, является беспроводная технология LTE (Long Term Evolution).

Основная часть

Технология LTE – это технология следующего поколения, которая отвечает ключевым требованиям, предъявляемым к системам 4G. Достоинства ее по сравнению с системами 2G/3G очевидны, поэтому основой приоритетных направлений деятельности телекоммуникационных компаний в контексте внедрения технологии LTE является развитие возможностей для широкополосного доступа передачи данных (ШПД).

Стимулами для внедрения ШПД при развитии технологии LTE как технологии следующего поколения являются: рост спроса на услуги передачи различного рода информации, и как следствие, рост трафика, а также требования к качеству; новые услуги, новый контент, генераторами которого становятся сами пользователи; возможность фрагментарного и взаимодополняющего расширения новых сетей. Несомненно, ШПД предоставит эффективный инструмент для расширенных возможностей работы с данными и приложениями.

ШПД приобретает особую значимость, так как строится на высокоскоростных, емких, надежных и безопасных каналах связи.

Технология LTE, благодаря низкой задержке и высокой пропускной способности, позволит доставлять разнообразный контент на интеллектуальные мобильные устройства, что дает преимущества для пользователей. На рис. 1 показан сравнительный анализ задержки (при проходе сигнала туда-обратно) и средней пропускной способности макросоты (показан \equiv – канал к абоненту и / – канал от абонента) LTE.

Значения для технологии LTE учитывают следующие допущения: сервер находится рядом с сетью радиодоступа, расстояние между базовыми станциями (BS) – 500 м, стандартная скорость движения – 5 км/ч.

С точки зрения операторов, описанные преимущества для пользователей означают потенциальный доход. Основные составляющие успеха операторов при переходе на технологию LTE, по сравнению, например, с технологией HSPA, следующие: 10-кратный рост пиковой пропускной способности LTE; трехкратное уменьшение задержки LTE, а также снижение стоимости в расчете на 1 Мбайт на 70 % [1].

Задача сокращения затрат на передачу в расчете на 1 Мбайт напрямую связана с повышением эффективности использования спектра за счет перераспределения частотных диапазонов, таких как GSM и CDMA, и перехода на диапазоны с более низкой частотой для использования возможностей спектра и увеличения зоны покрытия, в особенности в сельской местности с низкой плотностью трафика.

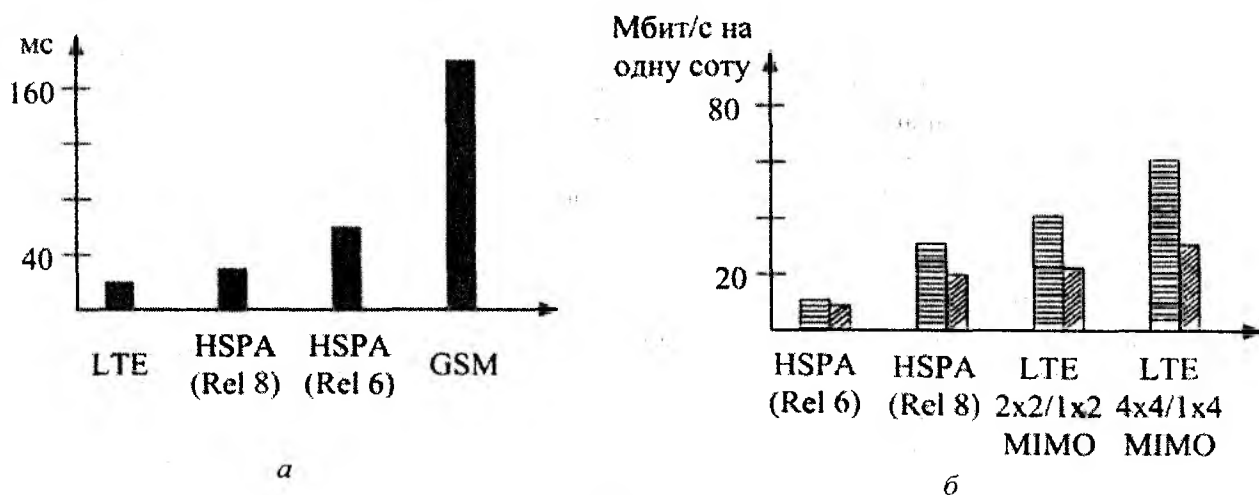


Рис. 1

Очевидно то, что технология LTE даст возможность преодолеть ограничения мобильного радиодоступа и достичь необходимых характеристик сети за счет повышения емкости и произвести так называемую «утилизацию» существования 2G и 3G. Более высокая спектральная плотность LTE за счет многократного использования существующих спектров предоставит возможность существующим операторам связи легко мигрировать к новым системам с поддержанием бесшовного взаимодействия с предыдущими технологиями (GSM, CDMA, UMTS).

Однако при переходе от сетей предыдущих поколений к сетям LTE необходимо, безусловно, учитывать все более возрастающую активность пользователей. На настоящий момент уже недостаточно проанализировать покрытие и оценить взаимное влияние BS, а оценка пропускной способности должна производиться с учетом моделирования параметров трафика и распределения абонентов [2].

Процесс планирования радиосети LTE описан алгоритмом, представленным на рис. 2.

Предварительное изучение технологии подразумевает изучение документов спецификации 3GPP и выработки методологии по анализу вопросов планирования радиосети.

Сетевое планирование включает вероятную оценку конфигурации и размеров сети, является начальной фазой и охватывает расположение элементов сети. Целью данного этапа алгоритма является выбор требуемого числа BS и дальнейшей их оптимизации при вероятной загрузке сети.

Сетевое планирование включает несколько шагов:

- Шаг 1: анализ трафика включает моделирование параметров трафика и распределения абонентов. Немаловажным является качество прогнозирования ситуации на линии «вверх» по сети;

- Шаг 2: анализ возможностей оператора включает оценку эффективности использования спектра частот и производительности на границы соты, пиковую скорость передачи данных (в канале к абоненту и в канале от абонента), задержку, а также оценку полосы частот, выделенной как для парных (режим FDD), так и для непарных (режим TDD) частотных

диапазонов. Существенным для операторов беспроводного широкополосного доступа, не имеющих сотовых активов, является совместное использование существующей инфраструктуры радиодоступа несколькими операторами, а также ее расширение.

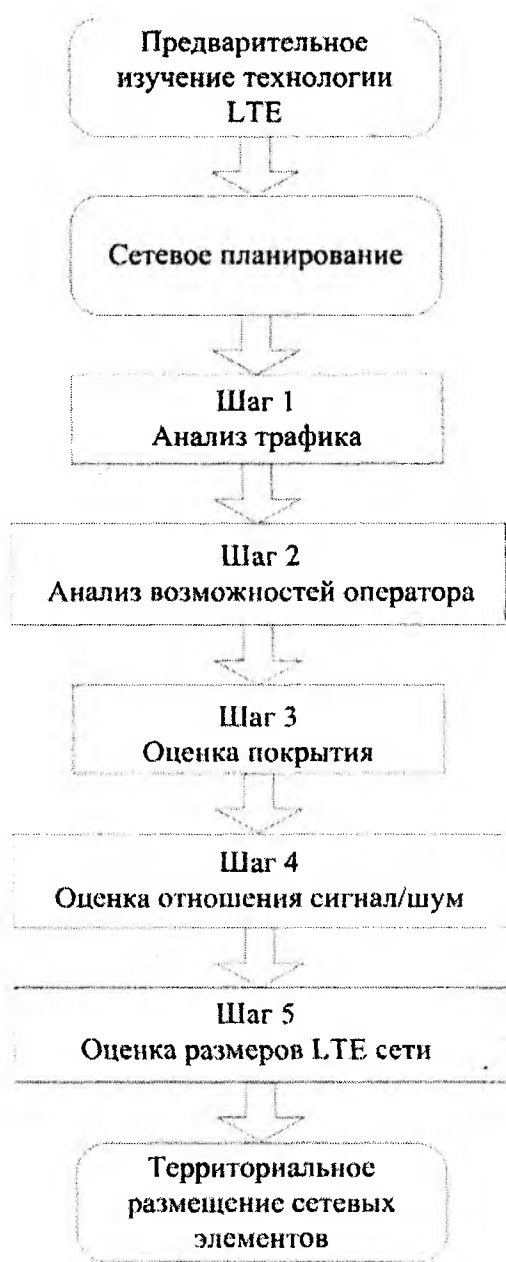


Рис. 2

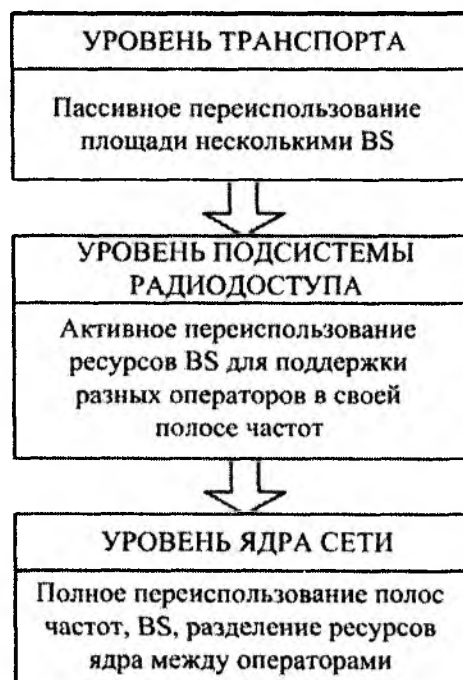


Рис. 3

Разделение ресурсов между операторами может осуществляться на нескольких уровнях [3]. Основные три уровня таковы: уровень транспорта, уровень подсистемы радиодоступа, уровень ядра сети (рис.3).

- Шаг 3: оценка покрытия. Данный этап является самым критичным в планировании сети LTE. Включает анализ потерь (энергетического бюджета) с выделением соответствующей модели распространения сигнала. Для LTE такой анализ представлен суммарной мощностью при распространении сигнала от передатчика к приемнику, т.е. основным уравнением передачи в Вт (формула 1):

$$P_{\Sigma} = \frac{P_{nep} G_{nep} G_{np}}{L_{nep} L_{np} P_{c/u min} P_{шnp}} \quad (1)$$

где L_{nep}, L_{np} – потери сигнала на передающей и приемной сторонах соответственно;

G_{nep}, G_{np} – коэффициенты усиления передающей и приемной антенн соответственно;

$P_{c/u min}$ – минимально требуемое отношение сигнал/шум для передачи сигнала с требуемым качеством;

$P_{шnp}$ – величина, включающая мощность теплового шума и коэффициент шума приемника.

На линии «вниз» (downlink) среднее значение мощности приемника

$$P_{\text{нрспDL}} = \frac{P_{\text{max нрспNodeB}}}{B_{\text{LTE}}} \cdot \frac{B_{\text{к}}}{L_{\Sigma \text{DL}}}, \quad (2)$$

где $P_{\text{max нрспNodeB}}$ – максимальная мощность передатчика BS;

$L_{\Sigma \text{DL}}$ – суммарные потери на линии «вниз»;

B_{LTE} – выделенная сети LTE полоса пропускания;

$B_{\text{к}}$ – полоса пропускания в канале передачи.

Известно [4], что выделенная полоса пропускания в LTE находится в пределах от 1,25 до 20 МГц. В спецификациях указано значение $P_{\text{max нрспNodeB}}$ равным 43 дБм на частоте 5 МГц и 46 дБм на частотах более 5 МГц [5].

На линии «вверх» (uplink) среднее значение мощности приемника представлено формулой

$$P_{\text{нрспUL}} = \frac{P_{\text{max нрспAB}}}{L_{\Sigma \text{UL}}}, \quad (3)$$

где $P_{\text{max нрспAB}}$ – максимальная мощность передатчика абонентского терминала. Согласно [5] ее значение лежит в пределах 21 – 24 дБм; $L_{\Sigma \text{UL}}$ – суммарные потери на линии «вверх».

Главная часть потерь состоит из потерь на стороне терминала, потерь в кабеле, учитывает коэффициент шума выходного усилителя BS, а также другие потери.

- Шаг 4: оценка соотношения сигнал/шум. При моделировании радиосети, после расчета размеров и конфигурации сети, а также расположения элементов сети, осуществляется проверка радиопокрытия для возможной емкости сети. Здесь учитываются два подхода планирования сети: первый – в городских условиях при высокой плотности пользователей в зоне обслуживания BS с меньшей площадью, но оптимизированной по пропускной способности; а второй – в сельской местности с невысокой плотностью пользователей, где зона обслуживания BS максимальна для покрытия. Следовательно, основным индикатором емкости сети является отношение сигнал/шум в сотах.

- Шаг 5: оценка размеров LTE сети. В результате обобщения перечисленных этапов оцениваются размеры LTE сети с оптимизацией параметров сети для получения максимальной эффективности.

Таким образом, в процессе планирования радиосети LTE выделяется основная задача, состоящая в нахождении оптимального решения по построению сети, т. е. рационального выбора полносвязной топологии сетевых элементов с учетом бизнес-стратегии и возможностей операторов.

В результате моделирования с применением программного обеспечения ATOLL A9955 был проанализировано радиопокрытие сети LTE для линии «вверх», являющейся наиболее критичной по дальности связи. Результаты этого анализа показаны на рис. 4.

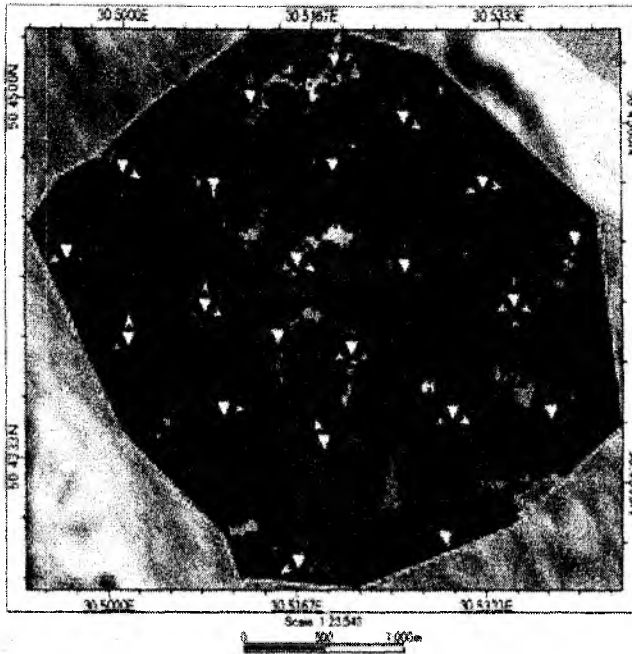


Рис.4

Энергетический бюджет рассчитан для условий средней городской застройки при передаче данных со скоростью 144 кБит/с в режиме TDD. Вероятность радиопокрытия составила 97 %.

Заключение

Стандарт LTE направлен на обеспечение широкополосного мобильного доступа в качестве широко распространенной услуги, которая доступна пользователям в любом месте и в любое время, с оптимальным взаимодействием с существующими сетями 2G/3G, включая непрерывность предоставления услуг при переходе к сети следующего поколения и обратно.

Показано, что главной предпосылкой для внедрения мобильного ШПД является ограниченность ресурсов существующих сетей. Кроме того, такой подход позволит повысить экономическую, функциональную

и спектральную эффективность использования РЧС.

Рассмотрен алгоритм планирования радиосети с использованием технологии следующего поколения LTE. Анализ алгоритма показал, что планирование радиосетей LTE имеет некоторые отличия от аналогичного процесса для других технологий. При проектировании таких сетей недостаточно только проанализировать покрытие и оценить взаимовлияние базовых станций, важной задачей является моделирование параметров трафика и анализ распределения абонентов.

Проведенное моделирование для оценки радиопокрытия сети LTE-TDD показало удовлетворительный результат на линии «вверх», являющейся наиболее критичной по дальности связи.

Список литературы: 1. Аналитический материал по NGMN версии 3.0: Next Generation Mobile Networks Beyond HSPA and EVDO. Режим доступа: [http://www.ngmn.org/ White Paper Beyond HSPA and EVDO](http://www.ngmn.org/White_Paper_Beyond_HSPA_and_EVDO). 01.09. 2012 г. 2. Коваленко, А.И. Особенности технологии Long Term Evolution и сравнительный анализ помехоустойчивости при разных видах модуляции / А. И. Коваленко, Р.В. Жуков, Б.Н. Шелковников // 19-я Междунар. Крымск. конф. «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо, 2009). – Севастополь, 14-18 сент. – 2009. – В 2-х т., т.1. – С. 235 – 236. 3. Farooq, K. LTE for 4G Mobile Broadband. Air Technologies and Performance / K. Farooq. – Cambridge University Press. – 2009. – 492 с. 4. Hoikkanen, A. Economics of 3G Long Term Evolution: the Business Case for the Mobile Operator / A. Hoikkanen // IEEE Conference on Wireless and Optical Communication Networks. – July, 2007. – 283 с. 5. Shannon, C. E. Communication in the presence of noise [Текст] / C. E. Shannon // Proc. Institute of Radio Engineers. – Vol. 37, No. 2. – 1998. – 254 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 12.09.2012

*А.Б. БИНЬКОВСКАЯ, канд. техн. наук, В.Г. КОТУХ, канд. техн. наук,
М.А. МИРОШНИК, канд. техн. наук, С.Н. СЕЛЕВКО, канд. техн. наук*

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ГРАНИЧНОГО СКАНИРОВАНИЯ ПРИ ТЕСТОПРИГОДНОМ ПРОЕКТИРОВАНИИ ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ

Введение

Непосредственной предшественницей технологии граничного сканирования (ГС) является технология внутрисхемного тестирования (In-Circuit Testing, ICT) [1]. Цифровая технология ГС (или Boundary-Scan), определяемая стандартом IEEE 1149.1 [2], предназначенным для подключения сложных цифровых микросхем или устройств уровня печатной платы к стандартной аппаратуре тестирования и отладки, и используется как инструмент при тестировании устройств с ограниченным доступом к выводам интегральных микросхем (ИС) [3]. Повсеместное применение многослойных печатных плат (ПП) с ИС в корпусах, изготовленных по технологиям BGA, COB и QFP, дало импульс развитию и применениям этой технологии. Граничное сканирование используется также как средство доступа к разнообразным внутренним регистрам ИС для наблюдения за их состоянием в процессе отладки ПП. Также широко технология ГС применяется для внутрисхемного программирования ИС (In-System Programming, ISP) и внутрисистемного конфигурирования (In-System Configuration, ISC) установленных на ПП интегральных микросхем ПЛИС, FPGA, а также «прожиг» смонтированных на ПП ИС и флэш-памяти [4].

Технологии ГС-тестирования (JTAG) представляют собой совокупность правил проектирования ИС, результат применения которых позволяет при помощи специальных программ генерации тестов упростить проверку правильности монтажа сложных цифровых, аналоговых и гибридных ПП, узлов и систем [1]. Основное преимущество заключается в том, что эти стандарты позволяют преобразовать сложные задачи тестирования современных ПП и модулей в методически структурированные задачи, легко решаемые при помощи доступного аппаратного и программного обеспечения.

Широкое применение технологий ГС (JTAG) возобновило интерес к методикам тестопригодного проектирования (Design-for-Testability, DFT), который снизился за годы применения методов внутрисхемного тестирования (In-Circuit Test, ICT) в электронике в 80-90-е годы прошлого века. Этот интерес обусловлен многократно доказанной невозможностью эффективной реализации технологий ГС без предварительных усилий и затрат в рамках методов тестопригодного проектирования (ТПП). Без учета и реального воплощения в схемотехнике методов и правил ТПП, многие из которых являются эмпирическими, невозможно построить работающий тест ГС с достаточным уровнем покрытия дефектов и обеспечить эффективный процесс внутрисхемного программирования (конфигурирования) и/или «прожига» программируемых компонентов. Нетестопригодные ПП приводят к значительным экономическим потерям при их производстве, отладке, обслуживании в функциональном режиме или «горячем резерве».

Встроенные инструменты тестирования

Для отладки схем, подтверждения правильности их функционирования, поиска и диагностики неисправностей в современной электронике применяется традиционная контрольно-измерительная аппаратура (КИА) – осциллографы и логические анализаторы. Зондирование щупами аппаратуры электронных устройств любого уровня – от ИС до систем – на протяжении длительного времени давало приемлемые результаты. Возрастание сложности схем и частот, на которых они работают, в геометрической прогрессии, с сокращением размеров ИС и уплотнением монтажа с обеих сторон многослойных ПП вызывают сложности при физическом зондировании щупами КИА. Хорошим решением для новых поколений КИА могла бы

стать возможность наблюдения сигналов непосредственно в самом функциональном ядре ИС, когда средства тестирования встраиваются в это ядро или размещаются между ним и контактами ввода/вывода на самом кристалле ИС. Такое встраивание инструментов тестирования в сложные СБИС является сегодня новой и востребованной тенденцией электронной промышленности [5].

Методы бесконтактного и внутрисхемного тестирования в электронике хорошо известны и популярны со времен появления технологий граничного сканирования (ГС) в начале 1990-х годов. За это время произошло значительное расширение и углубление разработок встроенных средств тестирования в ИС, ПП и системы, поскольку современные подходы к подтверждению правильности функционирования (design validation), тестированию и отладке отличаются от тех, которые применялись ранее. Это связано с высокими скоростями передачи данных, многоядерными ИС, новыми способами упаковки СБИС типа SnK, многослойными ПП с ограниченным доступом и др.

Встраивание инструментов тестирования как новое направление в электронике базируется на множестве предшествующих методов. Повсеместное применение ГС наряду с функциональным тестированием путем эмуляции микропроцессоров доказало эффективность самой идеи встроенного тестирования. Встроенные инструменты тестирования предназначены для выполнения функций, в принципе невозможных для традиционной КИА (Agilent, Tektronix и т. д.), и при этом являются более экономичными, высокоскоростными лучше приспособленными для современных электронных и компьютерных технологий.

Стратегия тестирования: необходимость применения JTAG

При выборе средств и методов тестирования плат и узлов инженер обладает широким диапазоном возможностей: от применения осциллографов и логических анализаторов, эмуляторов, анализаторов протоколов и анализаторов дефектов производства (MDA) до внутрисхемных тестеров (ICT), автоматического визуального (AOI) и рентген-контроля (AXI), а также тестеров с «летающими» щупами (FPT) и разнообразных конфигураций применения технологии граничного сканирования (ГС-тестирование, JTAG). Платы и узлы требуют применения функциональных тестов для подтверждения правильности функционирования [6].

Каждое новое изделие требует применения стратегии тестирования, специфичной именно для него. Эффективную стратегию тестирования получают разложением задачи на небольшие части, с которыми легко справиться, а сам процесс тестирования разделяется на два основных этапа – структурное тестирование (или тестирование по результатам монтажа) и функциональное (или системное) тестирование. Задачи у этих двух этапов тестирования совершенно различные.

Цель структурного тестирования – обнаружение дефектов монтажа. Применяемые при этом средства – MDA, ICT, AOI, AXI, FPT, JTAG и другие. Цель функционального тестирования – проверка работоспособности и ожидаемой функциональности смонтированной платы, а также ее отладка. Применяемые при этом средства – разного рода КИА и специально разрабатываемые стенды.

Любая стратегия тестирования совмещает оба этих этапа в тех или иных сочетаниях. Функциональный тест может обнаружить неисправность платы, но его разработка и проведение требуют длительного времени, а диагностические возможности такого теста малы. Диагностика при структурном тестировании более детальна, но его успешное прохождение не означает, что плата работоспособна: она только лишь правильно смонтирована. При этом основным параметром структурного теста, наряду с его диагностическими сообщениями оператору, является обеспечиваемая этим тестом полнота покрытия неисправностей. Стремление разработчиков теста к почти 100 %-му покрытию не является нереальным, хотя практически достижимая полнота теста вынужденно является компромиссом между различными факторами, основные из которых – затраты на тестопригодное проектирование платы, время и стоимость разработки теста, а также время и затраты на его прогон.

Ни одна из технологий структурного тестирования не обеспечивает 100 %-й полноты покрытия неисправностей, на линиях монтажа плат используются комбинации различных технологий, каждая из которых обеспечивает тестовое покрытие в тех схемных сегментах и для тех типов неисправностей, в которых она наиболее эффективна. ГС-тестирование незаменимо для обнаружения коротких замыканий на контактах ИС, поддерживающих ГС, на связанных с ними компонентах, тестируемых в рамках кластерного теста, и на внутренних цепях платы. Этот класс неисправностей, актуальных в любом процессе монтажа плат, ГС-тестирование покрывает несравнимо лучше других методов, а точное процентное соотношение ожидаемой полноты покрытия коротких замыканий можно получить еще до начала разводки платы.

Еще более незаменимо ГС-тестирование для обнаружения обрывов или «холодной пайки», прежде всего в тех сложных случаях, когда места этих дефектов не локализуемы ни визуально (АОИ), ни рентген-контролем (АХИ), поскольку находятся под корпусами ВГА, располагаются на скрытых переходных отверстиях или прикрыты теплоотводами или экранами.

Совмещение недорогой системы ГС-тестирования с функциональным тестером и управление такой платформой из одного и того же интерфейса тест-оператора может, при правильной организации этого интерфейса и его баз данных, представляться оператору как единый тест под единым управлением. Процесс тестирования на подобной платформе начинается ГС-тестом по обнаружению структурных неисправностей, затем продолжается внутрисхемным конфигурированием ПЛИС и FPGA, необходимым для проведения функционального тестирования. Процедура может содержать также прожиг флэш-памяти в том же ГС-протоколе, завершаясь выполнением программы функционального тестирования.

Такое совмещение оказывается эффективным и для проведения функционального теста, если он заключается в подаче на тестируемую плату входных тестовых векторов и считывания ее реакций, особенно если плата преимущественно цифровая. В определенных случаях на одних входах платы следует удерживать константные сигналы, одновременно выполняя переключения цифровых сигналов на других входах по алгоритму. Тест заключается в контроле неизменности цифровых сигналов на выходах платы. Во подобных случаях, ГС-тест наиболее удобен и экономичен для совмещения его с функциональным тестом плат и узлов.

Встраивание ГС-тестеров в стенды функционального тестирования эффективно при тестировании систем, содержащих несколько плат, объединяемых кросс-платой или кабелями. Определение правильности сборки плат в системе и отсутствия неисправностей на разъемах соединяемых плат до начала функционального теста системы может сэкономить много часов поиска дефектов, вносимых неверными соединениями.

Покрывание неисправностей и полнота JTAG-тестирования

Физическим дефектом печатной платы будем называть любое нарушение электрических связей в цепях ПП. При тестировании дефект может проявлять себя в виде неисправности, то есть отклонения полученного результата тестирования от ожидаемого. Определенные дефекты никак себя не проявляют при тестировании, но мы ограничимся рассмотрением лишь таких результатов тестирования, которые фиксируют наличие некоторой неисправности. Например, если контакт ИС не припаян к проводнику на плате или в самом проводнике имеется обрыв, то такой дефект монтажа может проявляться в виде константной неисправности «лог. 1» или «лог. 0» в том или ином месте схемы. Другим примером дефекта монтажа является короткое замыкание между двумя или более цепями схемы, возникающее в результате неверной пайки или по другим причинам. Такой дефект монтажа может проявляться в виде последовательности сигналов, которая отличается от ожидаемой в данной цепи и совпадает с последовательностью сигналов, обнаруживаемой в других цепях [7].

Обнаружение неисправностей при тестировании в виде отклонения ожидаемых сигналов от фиксируемых указывает на наличие физических дефектов в ПП. Полнотой покрытия

неисправностей, достигаемой при тестировании данной схемы, будем называть процентное выражение отношения числа неисправностей, обнаружимых тестом, к общему числу возможных неисправностей схемы.

Особенности построения JTAG-тестов обуславливают зависимость между структурой схемных фрагментов ПП и ожидаемой полнотой покрытия неисправностей для ПП. При этом схемные не-JTAG элементы играют в оценке полноты JTAG-теста не меньшую роль, чем ИС JTAG. Основные типы схемных фрагментов, определяющие четыре разных уровня покрытия неисправностей при выполнении JTAG-теста, приведены на рис. 1.

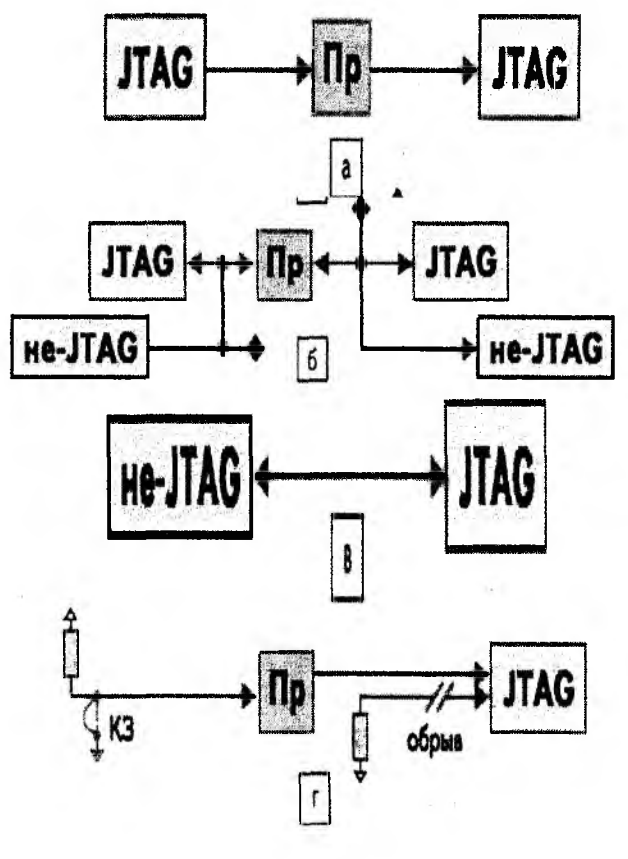


Рис. 1. Типы схемных фрагментов при выполнении JTAG-теста

В качестве прозрачных элементов (Пр) при JTAG-тестировании принято рассматривать неинвертирующие буферы, небольшие последовательные резисторы и мультиплексоры. Ромбы на рисунке обозначают подключение цепей схемы к контактам разъемов, а стрелки указывают на входные и выходные контакты схемных компонентов, голубые стрелки обозначают входы и выходы ИС JTAG, описанные в файлах BSDL соответствующих ИС. Прозрачность схемных компонентов описывается при помощи моделей прозрачности, определяющих передачу тестового сигнала с входа компонента на его выход, и условия передачи.

Схемный фрагмент, приведенный на рис. 1,а, называется чистой JTAG-цепью, или цепью с полным JTAG-покрытием; прозрачные элементы могут при этом и отсутствовать. Направление передачи тестовых сигналов (голубые стрелки) на рисунке указано слева направо, может быть справа налево и двунаправленной, а количество подключенных к цепи ИС JTAG может быть любым. Голубые стрелки показывают, что цепь подключена к одной или нескольким ячейкам JTAG-передатчика или/и к одной или нескольким ячейкам JTAG-приемника через соответствующие контакты ИС JTAG. При этом сочетания типа «Х ячеек JTAG-передатчика и Y ячеек JTAG-приемника», подключенных к одной цепи, могут быть произвольными.

Для чистых JTAG-цепей достигается максимальный уровень покрытия неисправностей: 100 % обнаружения обрывов для всех контактов ИС, подключенных к такой цепи, а также 100 % обнаружения коротких замыканий (КЗ) с точностью до контакта ИС JTAG как между чистыми JTAG-цепями, так и между ними и цепями, показанными на рис. 1, б, г. В отчетах по тестопригодности схем и ожидаемому уровню тестового покрытия чистые JTAG-цепи фигурируют в разделе «*Полное покрытие JTAG-тестом*».

Схемный фрагмент, показанный на рис. 1, б, называется цепью с частичным JTAG-покрытием, так как не позволяет обнаружить обрывы контактов не-JTAG компонентов, подключенных к JTAG-цепям, если это не ИС ЗУ. Однако все КЗ между выводами ИС JTAG, относящимися к цепям этого типа и любого другого из показанных на рис. 1, можно обнаружить с полнотой 100 %. При соответствующем построении кластерного теста для цепей этого типа можно получить весьма высокий уровень покрытия КЗ между контактами разъемов, а также покрытие КЗ между контактами не-JTAG ИС.

В схемной конфигурации, приведенной на рис. 1, в, можно обнаружить КЗ между контактами ИС JTAG этого же фрагмента и фрагментов на рис. 1, а, б, если контакты ИС JTAG входные. Кроме того, в ряде случаев можно построить кластерный тест для обнаружения обрывов входных контактов ИС JTAG, если, например, тест заключается в чтении заведомо известного сигнала из не-JTAG ИС. Если не-JTAG ИС это, к примеру, ИС I2C, то можно получить 100 %-е косвенное покрытие обрывов в цепях SCL и SDA в рамках кластерного теста этих цепей.

Шины адреса и данных разнообразных ЗУ (ПЗУ, SRAM, SDRAM, флэш и т. д.), управляемые ИС JTAG, относятся к схемным фрагментам на рис. 1, б, в. Тестирование микросхем ЗУ при помощи окружающих их ИС JTAG заключается в выборочной записи в ячейки памяти ЗУ и чтении из них с привязкой к синхросигналам ЗУ, генерируемым в той же JTAG-цепочке. Такие тесты позволяют получить 100 %-е покрытие неисправностей монтажа контактов ЗУ типа обрыв и КЗ, то есть всех структурных дефектов монтажа ИС.

Широко применяют JTAG-тесты цепей, фрагмент которых показан на рис. 1, г. Его можно рассматривать и как вариант фрагмента рис. 1, в. Если к входным JTAG-контактам присоединены подтягивающие или подключенные «на массу» резисторы, то могут быть обнаружены любые неисправности, логика проявления которых обратна ожидаемой функции резисторов. Такие тесты любой системой генерации JTAG-тестов строятся автоматически. Например, JTAG-тест всегда обнаруживает КЗ на «землю» в цепи подтягивающего резистора или же обрыв в этой цепи. Аналогично, в цепи резистора, подключенного «на массу», JTAG-тест всегда обнаруживает обрыв или константную неисправность «лог. 1», вызванную тем или иным КЗ. К этой же схемной конфигурации относятся цепи, напрямую подключенные к питанию или «земле» ПП, а также цепи с постоянным напряжением, которое можно трактовать как определенный логический уровень.

JTAG-тест коротких замыканий может быть полным (100 %) при тестировании правильности монтажа неиспользуемых (то есть не подключенных ни к одной из цепей схемы) контактов ввода/ вывода (КВВ) ИС JTAG в любой из конфигураций, приведенных на рис. 1. Полнота аналогичного теста КЗ между неиспользуемыми контактами ввода или контактами вывода ИС JTAG существенно меньше, поскольку не всякая система генерации тестов вообще строит тесты КЗ для контактов, не являющихся КВВ.

Отдельной группой цепей в схемах, содержащих ИС JTAG, являются собственно JTAG-шины. Любая программа JTAG-тестирования начинается с этапа «Тест инфраструктуры», или теста целостности JTAG-цепочки. Если этот этап не проходит, существует неисправность в самой JTAG-цепочке, так что выполнение последующих этапов программы бессмысленно, и вначале следует найти и устранить неисправность цепочки. Обычно этот тест состоит из асинхронного (сигнал /TRST) и синхронного сброса всех контроллеров TAP цепочки, теста захвата РК, теста команд BYPASS, IDCODE и USERCODE и теста длины PGC каждой ИС JTAG-цепочки. Тест JTAG-цепочки покрывает обрывы в цепях JTAG-шины

(TDI, TDO, TMS, TCK), а также любые дефекты монтажа контактов этих шин, проявляющиеся как константные неисправности типа «лог. 0».

В отчетах по тестопригодности схем и ожидаемому уровню тестового покрытия цепи, относящихся к схемным фрагментам на рис. 1, б – з, а также цепи JTAG-шин, фигурируют в разделе «Частичное покрытие JTAG-тестом». Степень детализации тестового покрытия по отдельным цепям и их группам зависит от особенностей программной системы, используемой для получения такого отчета. Предварительная оценка уровня JTAG-тестового покрытия является не только параметром оценки ожидаемого качества JTAG-теста, но и позволяет сделать выводы о тестопригодности схемы на ранних этапах ее разработки, еще до того, как начата разводка ПП.

Детальное изучение (вплоть до имен цепей и контактов) предварительных отчетов по тестопригодности схем позволяет вовремя, то есть задолго до начала разводки схемы, предпринять необходимые меры для увеличения или оптимизации ожидаемого тестового покрытия ПП. Такие отчеты обычно содержат и рекомендации по оптимальному размещению контактных площадок для внутрисхемного тестирования (ИСТ) в тех цепях, ожидаемый уровень JTAG тестового покрытия в которых недостаточен или вовсе отсутствует.

JTAG-тестирование и тестопригодное проектирование цифровых устройств

Лучшим современным средством для выполнения диагностического анализа структурных (не функциональных) дефектов цифровых и частично аналоговых устройств последние 20 лет – JTAG (граничное сканирование) [8].

Задачи технической диагностики цифровых устройств, с решаемые в настоящее время при помощи JTAG-технологий, можно систематизировать следующим образом.

1) Техническая диагностика отдельных ИС при их производстве и эксплуатации:

- Верификация правильности разработки и функционирования СБИС при наличии JTAG-доступа к отдельным внутренним IP и инструментам ИС; обеспечение унифицированных средств такого доступа.

- Структурное тестирование связей между встроенными модулями ИС при помощи JTAG-оболочек совместно с другими DFT-структурами, такими как внутренние цепочки сканирования и механизмы встроенного тестирования; аппаратные и алгоритмические возможности такого тестирования.

- Эмуляция микропроцессоров для их функционального тестирования, управляемая по JTAG-каналам; такое тестирование.

2) Техническая диагностика отдельных ПП при их производстве и эксплуатации:

- Диагностика неисправностей монтажа ПП, включающая обнаружение дефектов монтажа ИС-JTAG и связей между ними.

- Диагностика неисправностей монтажа ПП, включающая обнаружение дефектов монтажа других ИС, не поддерживающих JTAG (элементы памяти, кластерные структуры), и дефектов связей между ними.

- Внутрисхемное программирование конфигурируемых элементов, таких как ПЛМ, FPGA, ЭСППЗУ, I2C, а также прожиг ИС флэш-памяти.

3) Техническая диагностика совокупностей ПП и узлов при их сборке и эксплуатации, в предположении, что отдельные или все ПП снабжены JTAG-цепочками и к каждой из них имеется либо непосредственный доступ, либо доступ с объединяющей платы посредством той или иной схемы коммутации:

- диагностика наличия или отсутствия ПП в разъеме кросс-платы с помощью адресных идентификаторов разъемов;

- диагностика неисправностей соединения ПП с разъемом кросс-платы;

- диагностика неисправностей в связях между отдельными ПП через кросс-плату;

- управление схемами самотестирования на отдельных ПП, собранных в узел, то есть запуск программ самотестирования и диагностика неисправностей по результатам прогона теста.

Проблемы диагностирования неисправностей, в решении которых JTAG-технологии малоэффективны или неприменимы, а также типы неисправностей, которые невозможно обнаружить этими методами, сводятся к функциональным неисправностям любого уровня – в ИС, ПП или узлах и систематизируются следующим образом.

1) Техническая диагностика отдельных ИС при их производстве и эксплуатации:

- диагностика функциональных неисправностей: цифровых и аналоговых, при помощи JTAG-технологий невыполнима, хотя JTAG-каналы используются для доступа к внутренним высокоскоростным цепям ИС и манипулирования ими.

2) Техническая диагностика отдельных ПП при их производстве и эксплуатации, а также совокупностей ПП и узлов при их сборке и эксплуатации:

- невозможно обнаружение никаких дефектов монтажа, связанных с элементами, не имеющими JTAG-поддержки, цифровыми или аналоговыми, а также диагностика дефектов связей между ними;

- невозможно выполнение никаких функциональных тестов или тестов, направленных на обнаружение неисправностей, являющихся функцией времени;

- невозможно выполнение никаких тестов, направленных на обнаружение таких дефектов шин данных, например шины PCI, как дрожание фазы (jitter), паразитные связи (crosstalk), интерференция и т. д.

Задачи технической диагностики, решаемые в рамках JTAG-технологий, относятся, в первую очередь, к обнаружению структурных, а не функциональных неисправностей. В результате тестопригодного проектирования имеется доступ к возможным местам возникновения этих неисправностей посредством JTAG-регистра при тестировании на уровне отдельных плат или систем, или посредством JTAG-оболочки при тестировании на уровне ядер ИС.

Выбор стратегии тестирования и диагностики дефектов является непростой задачей для контрактных производителей современных плат высокой сложности. Производство сложных современных ПП обуславливает следующие проблемы диагностики дефектов монтажа:

- значительное ограничение возможностей визуального контроля качества монтажа, в частности, в связи с широким применением BGA-корпусов;

- почти полное отсутствие возможностей физического доступа к узлам и контактам ПП из-за недостатка места с обеих сторон ПП, ограничивающее применение внутрисхемного тестирования ICT;

- недостаточная тестопригодность ПП, сужающая уровень тестового покрытия в технологиях JTAG даже при наличии соответствующих программно-аппаратных средств;

- высокая стоимость ручных работ квалифицированных инженеров при неавтоматизированном поиске дефектов монтажа и отладке ПП, а также значительные временные затраты;

- высокая стоимость производства игольчатых адаптеров для ICT;

- усложненная диагностика неисправностей при внутрисхемном (ICT) и функциональном тестировании (ФТ).

Непросто сформулировать критерии выбора тех или иных средств и стратегий технической диагностики. Статистика утверждает, что от 80 до 90 % дефектов в сложных современных ПП – это дефекты монтажа, для их диагностики необходимо проводить структурное тестирование. Тестеры AOI и AXI эффективны для обнаружения некоторых дефектов монтажа до запитывания тестируемой ПП и не требуют специальных адаптеров для их применения. Тестеры ICT эффективны для любых ПП, но при ограниченном бюджете тестирования может быть целесообразной их замена на совместное применение тестеров AOI, JTAG и ФТ.

Факторы, которые принимаются во внимание при выборе того или иного типа тестера:

- размеры капитальных вложений в связи с приобретением тестера;
- стоимость разработки и поддержки тестовых и диагностических программ;
- производительность тестера (в условиях массового производства);
- уровень покрытия неисправностей;
- диагностические возможности поиска дефектов.

Любая действующая стратегия тестирования и диагностики совмещает структурное тестирование (ICT, JTAG, AOI, AXI, FPT) с функциональным тестированием. ФТ обнаруживает неисправности платы, если они существуют, но затраты на разработку и проведение такого теста высоки, а диагностика неисправностей монтажа, обеспечиваемая ФТ, не эффективна, поэтому без предварительной сортировки на тестерах JTAG, AOI и AXI функциональное тестирование ПП не всегда оправдано. Диагностика в структурном тестировании более детальна, а полнота покрытия неисправностей выше. Желание получить почти 100 %-е покрытие дефектов реально.

Никакая из технологий структурного тестирования не обеспечивает 100%-го покрытия дефектов монтажа сама по себе и для любых схем, поэтому те или иные комбинации разных технологий призваны обеспечить приемлемый уровень диагностики дефектов для тех схем и для тех типов неисправностей, в которых они максимально эффективны. JTAG-тест, например, незаменим для обнаружения коротких замыканий во внутренних цепях ПП и покрывает эти весьма актуальные неисправности монтажа куда лучше прочих методов. Еще в большей степени JTAG-тест пригоден для обнаружения обрывов или «холодной пайки», когда места этих дефектов, особенно под корпусами BGA, не локализуемы ни визуальным (AOI), ни рентген-контролем (AXI), ни на тестерах ICT или FPT.

Характер монтируемых ПП и возникающих при их монтаже неисправностей различен для разных линий сборки и разных контрактных производителей ПП. Цель оптимизации стратегии тестирования и диагностики неисправностей для каждой отдельной линии – получение максимально эффективного совокупного теста, гарантирующего высокое качество сборки ПП при условии приемлемых затрат [7].

FPGA и ПЛИС в JTAG-тестировании

Конфигурирование FPGA и ПЛИС меняет не только физическую структуру КВВ отдельных банков [3]. Разработка JTAG-тестов межэлементных связей для схем, содержащих конфигурируемые FPGA и ПЛИС, в значительной степени определяет саму стратегию тестирования ПП [9, 10]. Фирмы-производители группируют КВВ большинства таких ИС в специализированные банки, так что уровни сигналов на КВВ отдельных банков и поддерживаемая ими полупроводниковая технология могут заметно отличаться как для одного и того же банка до и после конфигурирования ИС, так и между различными банками [3]. На рис. 2 приведена структура конфигурированной ИС FPGA, содержащей четыре банка, два из которых (банки 2 и 4) предназначены для работы на уровне сигналов 3,3 В в технологии LVCMOS, банк 1 – также на уровне сигналов 3,3 В, но в технологии LVTTL, а банк 3 – на уровне сигналов 1,5 В в технологии LVCMOS.

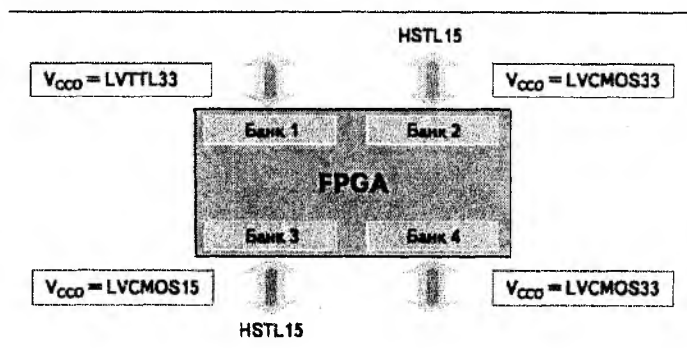


Рис. 2. Структура конфигурированной ИС FPGA

До конфигурирования, то есть после монтажа ИС на поверхность ПП, КВВ такой ИС поддерживают уровни сигналов, определяемые по умолчанию как 3,3 В в технологии LVTTL или определяемые выходным опорным напряжением V_{CCO} каждого банка. Разработчик схемы ПП подключает к КВВ цепи, предназначенные для работы ИС после ее конфигурирования, например работающие в технологии HSTL (High-Speed Transceiver Logic) на уровне сигналов 1,5 В, как показано на рисунке для банков 2 и 3. При JTAG-тестировании межэлементных связей КВВ банка 3 не возникает никаких проблем до и после конфигурирования этой ИС FPGA, а вот для КВВ банка 2 есть существенное отличие в этих двух режимах. КВВ банка 2 до конфигурирования FPGA в тесте межэлементных связей будут работать на уровне сигналов, определяемом напряжением V_{CCO} , то есть 3,3 В в нашем примере, что может повредить их нагрузку, спроектированную для уровня сигналов 1,5 В.

Описанные ограничения диктуют необходимость предварительного конфигурирования FPGA перед выполнением JTAG-теста межэлементных связей. На контактах, определяющих напряжения V_{CCO} для отдельных банков, в течение всего теста должны удерживаться соответствующие и неизменные напряжения, то есть эти контакты не должны тестироваться. Отдельно, в зависимости от логики организации теста, должен решаться вопрос о способе конфигурирования – через TAP-порт или автоматической загрузкой из ПЗУ или флэш-памяти по включению питания ПП.

Заключение

Применение технологии JTAG при производстве и тестировании сравнительно простых электротехнических изделий оказывается удобным и выгодным. Если кабели или жгуты предназначены для ответственных применений, они многожильные и достаточно длинные, таких кабелей много и они подключаются к кросс-плате, то автоматизированное тестирование качества монтажа кабелей оказывается сложным. Задача усложняется еще больше, если разъемы этих кабелей уникальные, дорогостоящие или миниатюрные, так что количество их подключений при тестировании должно быть минимальным, а лучше – только одноразовым. Кабели содержат дифференциальные цепи, применяемые для заметного увеличения помехозащищенности, и в них введены конденсаторы для гальванической развязки блоков, соединяемых этими кабелями. Разработка специализированных стендов функционального тестирования забирает много средств и времени на разработку или приобретение. Функциональный тест может обнаружить неисправности сборки кабелей и кросс-плат, но диагностика места и характера неисправности может потребовать длительного времени и/или высокой квалификации тест-инженера или техника.

Но решение находится в области средств тестирования JTAG, не связанных с функциональными тестами. Сердцевиной стенда является ПП, которая содержит ИС JTAG, назначение которых – выдача JTAG-тестов на отдельные цепи кабелей и фиксация результатов тестирования в протоколе JTAG. КВВ платы подключаются к разъемам, находящимся с обеих сторон тестируемого кабеля. Если кабели не слишком длинные (1 – 3 м), так что внутреннее сопротивление их проводов пренебрежимо мало, то никаких проблем в организации для них JTAG-теста не возникает. Время выполнения такого JTAG-теста составляет секунды, а достигаемая полнота покрытия дефектов типа обрывов и коротких замыканий в цепях кабеля может быть 100 %-й. Правильно построенный JTAG-тест выдает имя неисправной цепи и имя контакта, что предельно упрощает и значительно удешевляет процесс диагностики неисправностей в кабелях.

Список литературы: 1. Городецкий, А., Курилан, Л. Введение в технологию граничного сканирования // Производство электроники: технологии, оборудование, материалы. – 2007. – №2. – С.1-5. 2. IEEE Std. 1149.1 – Standard Test Access Port and Boundary-Scan Architecture. 3. Методы логического проектирования дискретных устройств со встроенными средствами диагностирования / М.А. Березная : дис. ... канд. техн. наук. – Харьков, 2003. – 170с. 4. Городецкий, А. Тестирование и тестопригодное проектирование // Компоненты и технологии. – 2009. – № 2. – С.6-7, 5. Городецкий, А. Встроен-

ные инструменты тестирования // Компоненты и технологии. – 2009. – № 3. – С.10-11. 6. *Городецкий, А.* Стратегия тестирования: необходимость применения JTAG // Компоненты и технологии. – 2009. – № 5. – С.10-11. 7. *Городецкий, А.* Покрытие неисправностей и полнота JTAG-тестирования // Компоненты и технологии. – 2009. – № 11. – С.12-13., 8. *Городецкий, А.* Техническая диагностика проектирование цифровых устройств // Компоненты и технологии. – 2011. – № 3. – С.8-9. 9. *Городецкий, А.* FPGA и ПЛИС в JTAG-тестировании // Компоненты и технологии. – 2011. – № 4. – С.20-21. 10. *Мирошник, М.А.* Методы повышения отказоустойчивости программируемых логических интегральных схем / М.А. Мирошник, Я.Ю. Королева, В.А.Лебедь // Технология приборостроения. – 2011. – №2. – С. 16–21.

*Харьковский национальный
автомобильно-дорожный университет
Харьковская национальная академия
городского хозяйства
Харьковская государственная академия
железнодорожного транспорта
Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 10.09.2012

В.С. ЕСИЛЕВСКИЙ, В.И. ГУБОЧКИН

ИНФОРМАЦИОННО-ДИСПЕТЧЕРСКАЯ СИСТЕМА АВТОТРАНСПОРТНОГО ПРЕДПРИЯТИЯ CARTRACE НА ОСНОВЕ GPS-ТЕХНОЛОГИЙ

Введение

Экономическая реальность заставляет руководителей автотранспортных предприятий решать проблему эффективности работы транспортных средств. Одним из наиболее существенных факторов экономии в этой области является предотвращение несанкционированных рейсов и завышения водителями показателей пробега автомобилей. И если раньше, казалось бы, риторический вопрос «Не приставлять же к каждому шоферу контролера?» приводил к необходимости списывать огромное в рамках всего предприятия неконтролируемое количество ресурсов в статью непроизводительных расходов, то сегодня GPS-технологии позволяют давать на этот вопрос утвердительный ответ.

Современный рынок технических средств предлагает широкий ассортимент локальных решений в виде относительно недорогих бортовых устройств автомобиля, но ориентированных, скорее, на индивидуального пользователя. Они нацелены на решение навигационных задач отдельным водителем, а не на контроль большого количества транспортных средств в автопарке.

На автотранспортных предприятиях проблемы организации работы транспорта решаются службой диспетчерского управления и контроля транспортных средств. В круг их обязанностей входит обработка большого объема информации для решения разнообразных задач – от формирования графика выхода на работу до задач оптимизации маршрута и формирования отчетных документов, в основе которых лежит все та же проблема достоверности информации о рабочем маршруте автомобиля.

Комплексное решение поставленной проблемы повышения эффективности работы автотранспортного предприятия лежит в плоскости создания централизованной информационно-диспетчерской системы на основе GPS-технологий, не требующей больших капиталовложений.

Основные элементы GPS-технологий

И хотя аббревиатура GPS прочно вошла в обиход современного языка, следует кратко остановиться на реализации основных подходов к решению задачи определения реального маршрута автомобиля.

GPS – начальные буквы названия глобальной системы определения местоположения – Global Positioning System [1]. Она была разработана для военных целей, но сегодня бесплатно доступна и для коммерческих целей. GPS состоит из совокупности искусственных спутников Земли (спутниковой системы NAVSTAR [2]) и наземных станций слежения, объединенных в общую сеть. В качестве абонентского оборудования служат относительно недорогие индивидуальные GPS-приемники, способные принимать сигналы со спутников и по принятой информации вычислять свое местоположение.

В состав спутниковой системы NAVSTAR[2] входят 24 спутника, находящихся на шести различных круговых орбитах, которые расположены под углом 60 градусов друг к другу. Вес каждого спутника около 900 кг, и размер более 5 м, включая солнечные батареи. На борту каждого спутника установлены часы, вычислительно кодирующее устройство и передатчик мощностью 50 Вт, излучающий на частоте 1575,42 МГц.

Каждую миллисекунду спутники передают на Землю:

- свой статус (сообщение об исправности или неисправности);
- текущую дату;

- текущее время;
- точное время отправки всей совокупности сообщений.

GPS-приемник на основании полученной со спутников информации определяет расстояние до каждого спутника, их взаимное расположение и вычисляет свои координаты по законам геометрии. При этом, для определения двух координат (широта и долгота) достаточно получить сигналы с трех спутников, а для определения высоты над уровнем моря – с четырех.

Поскольку скорость распространения радиосигналов постоянна и равна скорости света, расстояние до спутников определяется по задержке времени приема сообщения GPS-приемником относительно времени отправки сообщения с борта спутника.

Наземные системы, использующие GPS, функционируют следующим образом: на транспортные средства устанавливается бортовой комплект, включающий GPS-приемник, микропроцессорный контроллер, с помощью которого осуществляется определение текущих координат, скорости, курса, сбор информации о состоянии датчиков, средства передачи информации.

Информация либо сразу обрабатывается и передается в диспетчерский центр, где осуществляется визуальный контроль местонахождения и состояния транспортных средств по электронной карте местности, либо сохраняется в упакованном виде в контроллере, чтобы быть сброшенной, когда машина появится в зоне приема рабочей станции, расположенной, как правило, в автопарке.

Системы управления и контроля различаются методами определения координат объектов, способами обмена информацией между диспетчерским центром (ДЦ) и объектами контроля, логикой построения самого ДЦ и другими параметрами. Однако наиболее удобно классифицировать такие системы по двум характеристикам: зоне предполагаемой работы и оперативности получаемой информации.

По первому признаку их можно разделить на системы глобального покрытия («дальние системы») и системы локального покрытия («ближние системы»).

По оперативности получаемой информации – на работающие в реальном масштабе времени (“on line”) и накопительные системы, использующие информацию в режиме “off line”.

Системы глобального покрытия используются для контроля международных и междугородных перевозок, когда расстояние между ДЦ и объектами составляет десятки тысяч километров. Для таких систем наилучшим решением в качестве среды связи являются спутниковые каналы и сотовая телефония.

Системы локального покрытия («ближние системы») предназначены для контроля и управления парком транспортных средств в городских условиях и сложных технологических комплексах. В диспетчерских системах такого типа используются различные виды радиосвязи: выделенный УКВ-канал, транковые сети, сотовая телефония [3].

Бортовой комплект ближней системы состоит из бортового контроллера со встроенным навигационным приемником (иногда приемник может представлять собой отдельное устройство), бортовой радиостанции (или сотового телефона), навигационной антенны, связной антенны и комплекта датчиков. Функции управления бортовым комплектом возлагаются на контроллер, который обрабатывает информацию, поступающую от всех источников, а затем передает сформированный пакет на ДЦ.

Системы, работающие в режиме “off line”, используются для контроля перевозок, не требующих оперативного вмешательства в движение объекта. Зона движения транспортного объекта не ограничена. На транспортном средстве устанавливается бортовой комплект, включающий в свой состав GPS-приемник, с помощью которого определяются текущие координаты, скорость, курс, и контроллер, обеспечивающий сбор

сведений от датчиков объекта. Дорогостоящее оборудование передачи информации отсутствует. Передача ее осуществляется по прибытии в автопарк или в местах расположения приемных станций, связанных с сервером ДЦ.

Снижение стоимости навигационных приборов, улучшение точности спутниковой навигации, достижения в области геоинформационных технологий, наличие цифровых карт крупных городов, наличие опытных специалистов, способных создать эффективные технические решения на основе этих достижений, делают применение GPS-технологий эффективными и экономически привлекательными. Опыт эксплуатации таких систем показывает, что окупаемость вложений составляет всего несколько недель, что трудно сопоставимо с любыми другими мероприятиями по повышению эффективности работы автотранспортного предприятия .

Но для комплексного использования преимуществ GPS-технологий в рамках автотранспортного предприятия необходимо проводить автоматизированный детальный анализ собранной информации, который может быть представлен в виде обобщенных отчетов, удобных для анализа как диспетчерами, так и руководителями предприятия. Для этого необходима интегрированная информационно-диспетчерская система, один из предлагаемых вариантов которой рассмотрен далее.

Архитектура информационно-диспетчерской системы

Программно-аппаратный комплекс «Информационно-диспетчерская система (ИДС) CarTrace» предназначен для “off line” сбора GPS информации о маршрутах передвижения транспортных средств, архивного ее хранения, анализа и визуализации необходимых диспетчеру автотранспортного предприятия данных в виде аналитических таблиц и картографической информации.

Система является трехуровневой. На нижнем уровне – логгеры и базовые станции приема накопленной информации со своим программным обеспечением. На серверном уровне – программа-сервер взаимодействия с нижним уровнем, обеспечивающая прием, первичную обработку и сохранение информации в базе данных. На верхнем уровне – одно или несколько автоматизированных рабочих мест (АРМ) диспетчера.

Программное обеспечение (ПО) серверного и верхнего уровня реализует следующие функции:

- сбор данных с логгеров, установленных на транспортных средствах и регистрирующих информацию о маршруте передвижения автомобиля и показателях его состояния;
- сохранение полученной информации в базе данных на основе СУБД PostgreSQL для долговременного архивного хранения и анализа;
- формирование и отображение аналитической информации (дальность и время пробега, расход топлива, пункты остановок и т.п.) о маршрутах передвижения транспортных средств в виде общих сводных таблиц по всему автотранспортному предприятию и/или по каждому автомобилю индивидуально на экране монитора или на принтере.
- отображение маршрута движения отдельного автомобиля на карте местности в режиме просмотра полной траектории или в режиме анимации;
- реализация дополнительных сервисных функции работы с картой местности с нанесенным маршрутом (изменение масштаба, навигация, измерение расстояний и т.п.);
- ведение информационной базы данных по автотранспортным средствам и водителям с возможностью формирования табеля выхода на работу и других документов, необходимых для работы диспетчера автопарка.
- ПО серверного и верхнего уровня ориентировано на работу в операционной системе Microsoft Windows XP или выше. В качестве СУБД используется свободно распространяемая

- собственная картографическая система на основе векторизированных карт, используемых коммунальным предприятием, которому подчинен автопарк заказчика системы;
 - картографическая система GeoMod SE v1.021 фирмы «Кигли» с подключенной картой;
 - картографическая система на основе GoogleMap.
 - ниже описывается реализация АРМ с картографией на основе GeoMod.
 - описание работы АРМ диспетчера
- Запуск программы осуществляется стандартным для Windows способом либо с рабочего стола компьютера, либо из меню «Пуск».

Главное окно программы содержит стандартную строку заголовка с названием программы, главное меню программы и следующие панели управления и отображения:

- 1) панель управления с кнопками вызова дополнительных окон программы (конфигурирования, карты, архива);
- 2) панель отображения диспетчерской информации с закладками «Пробег», «Путевой лист», «Календарный отчет»;
- 3) панель настройки параметров запроса (установка временного интервала, выбор автомобиля для просмотра индивидуальных отчетов).

Назначение кнопок управления указывается во всплывающих подсказках при подведении курсора к соответствующей кнопке.

Установка даты и времени начала и конца временного интервала запроса производится либо в окнах редактирования даты и времени непосредственно, либо выбором даты во всплывающем окне с календарем. Выбор даты начала интервала при этом устанавливает дату окончания на сутки вперед. Его можно изменить явным указанием даты окончания. Изменить интервал запроса можно также при помощи клавиш, сдвигающих установленный интервал на сутки вперед или назад соответственно (режим «листания»).

Выбор автомобиля можно выполнить либо из выпадающего списка, либо из полного развернутого списка зарегистрированных в системе автомобилей, который отсортирован в порядке возрастания номеров госрегистрации автомобилей.

По запросу диспетчера программа выдает различную информацию в зависимости от выбранной закладки на панели отображения. Панель отображения диспетчерской информации имеет 3 закладки «Пробег», «Путевой лист», «Календарный отчет».

При выбранной закладке «Пробег» появляется сводная таблица по пробегу всех автомобилей и дополнительная панель со статистикой пробега выбранного из списка автомобиля. Там же приводится статистика потерь информации с указанием причины: отсутствие приема информации от спутников; проблемы в работе логгера; отсутствие питания логгера по техническим причинам или вследствие преднамеренного саботажа. Эту же информацию можно просмотреть в виде графиков, отображающих развертку во времени режим работы двигателя и качество GPS- приема.

Сводная таблица содержит информацию об общем количестве прибывших автомобилей и о пробеге каждого из прибывших в период, указанный в запросе, автомобилей (столбцы таблицы: водитель, госномер автомобиля, временной интервал, длина пробега и погрешность данных). В списке автомобилей в правой части формы при этом будут выделены строки с автомобилями, информация по которым на этот момент отсутствует (не вернулись еще в автопарк). Есть возможность вывести эту таблицу на печать, либо сразу все путевые листы для всех автомобилей.

При выборе закладки «Путевой лист» для выбранного в запросе автомобиля за заданный интервал времени будет автоматически сформирован реальный путевой лист маршрута

автомобиля, сформированный по полученной GPS-информации. В результирующей таблице путевого листа будут представлены все точки останова с указанием адреса, интервала времени и длины пробега между точками останова и общая итоговая информация о пробеге. Эту информацию можно в виде отчета вывести на печать.

При выборе закладки «*Календарный отчет*» для выбранного в запросе автомобиля за заданный интервал времени будет автоматически сформирована сводная по суткам таблица работы автомобиля.

Сервисные функции реализованы в дополнительных окнах, вызываемых из основного окна: окно конфигурирования, окно картографической информации, окно просмотра архива.

Вызов картографического окна позволяет просмотреть для заданного автомобиля за выбранный интервал времени маршрут движения в привязке к карте местности.

По умолчанию выводится карта региона, полностью вмещающая всю трасу для быстрой визуальной оценки правдоподобности заполненного водителем путевого листа. Для более подробной работы с маршрутами, вызывающими сомнение диспетчера или возражение водителя, предусмотрены различные дополнительные сервисы, общепринятые для работы с картографическими системами.

При выборе режима масштабирования после щелчка левой (правой) клавишей мыши на изображении оно становится крупнее (мельче) в два раза и смещается так, что место щелчка оказывается в центре экрана. При выделении прямоугольной области на карте, изображение в ней будет увеличено до размеров основного графического окна. При выборе режима скроллинга появляется возможность «перетягивать» изображение карты вместе с отображаемым маршрутом.

При выборе информационного режима появляется полупрозрачная информационная панель с указанием адреса ближайшего строения в месте, указанном диспетчером. Если указано место на трассе автомобиля, дополнительно выводится время прохождения этого участка или список интервалов в случае, если это место проходило неоднократно.

Измерение расстояний производится путем рисования тянущейся ломаной линии (режим «рулетки»). При этом на информационной панели отображаются длина текущего отрезка ломанной и суммарная длина.

Выбор режим анимационного отображения прохождения трассы приводит к появлению панели управления просмотром с набором кнопок, аналогичных кнопкам стандартного видеоплеера («В начало», «Старт», «Пауза», «Стоп», «В конец», «Шаг вперед», «Шаг назад»). Воспроизведение пробега происходит в виде перемещения изображения автомобиля с оставляемым за ним следом трассы. При этом сохраняется масштаб времени, что позволяет визуально оценивать скорость прохождения трассы и интервалы остановок. Пользователь может регулировать скорость просмотра. Дополнительно предусмотрен режим отмены масштабирования остановок (фиксируется сам факт остановки с отображением адреса и времени, но его длительность не масштабируется пропорционально времени остановки).

На панели прогресса воспроизведения маршрута отображается процентная часть, километраж и скорость прохождения трассы. Возможно ускоренное прокручивание неинтересных участков трассы. Во время просмотра анимации можно пользоваться клавишами масштабирования и сдвига карты.

Окно *конфигурирования системы* позволяет вводить информацию об автомобилях, водителях, устанавливаемых логгерах, а также формировать график работы водителей в случае многосменной работы водителей. Это позволяет гибко настраивать программу под расширяющийся и изменяющийся состав любого из названных контролируемых параметров системы.

Окно *архива данных* позволяет просмотреть служебную таблицу записей о GPS-позиционировании автомобиля и таблицу событий за выбранный период. Работа с архивом

не относится к обязанностям оператора и включена в программу для удобства выяснения проблем, возникших при обработке и визуализации маршрута опытным администратором.

Выводы

Рассмотрены основные организационные и технические проблемы, связанные с повышением эффективности работы автотранспортного предприятия, и пути их решения путем внедрения недорогой, быстро окупаемой информационно-диспетчерской системы на основе GPS-технологий.

Система внедрена на крупном коммунальном предприятии и показала свою эффективность. Ее использование повысило оперативность работы диспетчерской службы и привело к значительной экономии топлива в рамках автотранспортного предприятия.

Список литературы: 1. *Козловский, Е.* Искусство позиционирования // Вокруг света. – М., 2006. № 12 (2795). – С. 204-280. 2. *Александров, И.* Космическая радионавигационная система НАВСТАР // Зарубежное военное обозрение. – М., 1995. – № 5. – С. 52-63. 3. *Васильев, А.М.* А.С. Попов и современная радиосвязь. – М. : Знание, 1959. – 32 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 14.09.2012

Ю.А. КОВАЛЬ, д-р техн. наук, А.А. КОСТЫРЯ, канд. техн. наук, В.Ю. ПРИЙМАК,
С.А. ПЛЕХНО, Х.Х. АСАД

УЧЕТ КАНАЛЬНЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ ПАССИВНОЙ СИСТЕМЫ СИНХРОНИЗАЦИИ ВРЕМЕНИ И ЧАСТОТЫ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ СИГНАЛОВ ГЕОСТАЦИОНАРНЫХ ИСЗ

Введение

Для синхронизации территориально разнесенных стандартов (эталонов) времени и частоты в настоящее время наиболее широко применяются сигналы спутниковых радионавигационных систем (СРНС) GPS и ГЛОНАСС. В ХНУРЭ предложен и разрабатывается альтернативный метод, основанный на реализации алгоритма общего охвата (АОО) с использованием в качестве общего источника сигналов (ОИС) излучений геостационарных спутников (ГС) (одночастотных GPS-подобных сигналов, излучаемых ГС системы SBAS, а также сигналов телекоммуникационных ГС ИСЗ) [1, 2]. Данный метод позволяет создать независимую от иностранных пассивную систему синхронизации времени и частоты либо получить дополнительный канал синхронизации при использовании уже существующих.

Постановка задачи

В АОО используется ОИС, сигнал которого $S_0(t)$ принимается в пунктах а и в. На рис. 1: а - структурная схема, б - временная диаграмма для АОО.

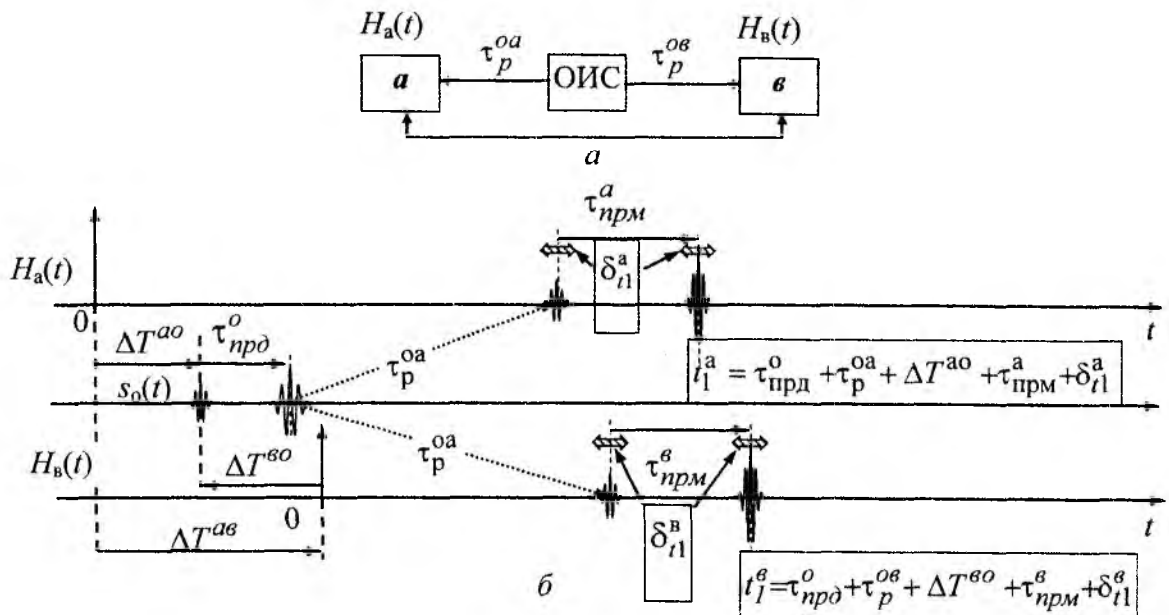


Рис. 1

На рис. 1 введены обозначения: $H_a(t)$, $H_b(t)$ – шкалы времени пунктов; t_1^a , t_1^b – временные положения сигналов в пунктах; τ_p^{oa} , τ_p^{ob} – задержка сигнала в канале РРВ от ОИС до пунктов а и в соответственно; $\Delta T^{ab} = \Delta T^{oa} - \Delta T^{ob}$ – сдвиг шкал пунктов а и в, выраженный через временные сдвиги между сигналом общего источника и шкалами пунктов; $\tau_{прд}^o$ – задержка сигнала в передатчике ОИС; $\tau_{прм}^a$, $\tau_{прм}^b$ – задержки сигнала в приемных трактах

пунктов; $\delta_{i1}^a, \delta_{i1}^b$ – абсолютные значения помеховых погрешностей оценок временного положения (ОВП) сигнала в пунктах; $\Delta\hat{T}^{ab}, \Delta\hat{T}^{ab}$ – оценки сдвигов шкал пунктов.

Выражение для общей погрешности измерения сдвига шкал в АОО можно представить в виде

$$\delta_{\Delta T}^{ab}(\Sigma) = \Delta\hat{T}^{ab} - \Delta T^{ab} = \delta_{\Delta T}^{ab}(an) + \delta_{\Delta T}^{ab}(c/n) + \delta_{\Delta T}^{ab}(PPB), \quad (1)$$

где $\delta_{\Delta T}^{ab}(an) = (\tau_{nрм}^a - \tau_{nрм}^b) - (\hat{\tau}_{nрм}^a - \hat{\tau}_{nрм}^b)$ – аппаратная погрешность, $\hat{\tau}_{nрм}^a, \hat{\tau}_{nрм}^b$ – оценки задержек в приемных трактах пунктов, $\delta_{\Delta T}^{ab}(c/n) = \delta_{i1}^a - \delta_{i1}^b$ – помеховая погрешность, $\delta_{\Delta T}^{ab}(PPB) = (\tau_p^{oa} - \tau_p^{ob}) - (\hat{\tau}_p^{oa} - \hat{\tau}_p^{ob})$ – погрешность в канале РРВ, $\hat{\tau}_p^{oa}, \hat{\tau}_p^{ob}$ – оценки задержек сигнала ОИ до пунктов.

Если помеховые погрешности могут быть оценены путем статистической обработки результатов измерений и существенно снижены при использования направленных антенн, а аппаратные погрешности – измерены, то каналные погрешности $\delta_{\Delta T}^{ab}(PPB)$ в случае применения сигналов ГС существенно зависят от перемещения (нутаии) ГС, многолучевости РРВ, а также от параметров тропосферы и ионосферы [1]. Данная работа посвящена вопросам учета каналных погрешностей, обусловленных нутациями ГС ИСЗ и неоднородностями ионосферной задержки распространения радиосигналов.

Для сличения стандартов времени и частоты на всей территории Украины предложено использовать в качестве ОИС излучения ГС ИСЗ [7]. Экспериментальная проверка потенциальной точности предлагаемого метода синхронизации осуществлена путем приема GPS-подобных сигналов ГС ИСЗ глобальной системы дифференциальных поправок СРНС GPS SBAS с использованием базовой GPS-станции («SURE») НУЦ кафедры ОПТ ХНУРЭ. Исходные данные измерений предоставлены коллективом лаборатории высокоточного позиционирования НУЦ ОПТ.

Учет влияния нутаций ГС ИСЗ

Использование сигналов геостационарных спутников для реализации АОО позволяет упростить требования к режиму слежения антенны земной станции и избежать проблемы переориентирования, то есть, перевода ретрансляции на радиолинии с одного спутника на другой, когда один из них уходит из зоны радиовидимости, а другой появляется в ней. Однако при использовании сигналов геостационарных спутников для достижения необходимой точности синхронизации требует решения специфическая задача, связанная с оценкой каналной погрешности, которая вызывается нутацией спутников. Нутация геостационарного спутника вносит весомый вклад в каналные погрешности синхронизации как по времени, так и по частоте.

Для наклонной синхронной орбиты угол места спутника претерпевает суточные изменения, которые вызывают изменения задержки сигналов. Нестабильность положения современных геостационарных ИСЗ по долготе и широте не превышает $\pm 0,1^\circ$. Углу $0,1^\circ$ соответствует расстояние около 74 км.

В [1] выполнена оценка данной составляющей погрешности синхронизации путем моделирования нутации спутника. Моделирование показало, что без учета влияния нутаций спутника каналные составляющие погрешностей рассматриваемого метода синхронизации по времени в зависимости от расстояния между пунктами лежат в пределах ± 200 нс – ± 1 мкс, а относительные каналные погрешности по частоте – $\pm 2 \cdot 10^{-11}$ – $\pm 10^{-10}$. Для снижения каналных погрешностей синхронизации можно либо их учитывать, пользуясь рассмотренной моделью, либо усреднять результаты измерений в течение суток.

На рис. 2 приведены графики разностей фазовых (а) и кодовых (б) экспериментальных наблюдений псевдодальностей, а также приведены модельные значения разностей псевдодальностей (в) и скоростей (г) между пунктами и данным ГС ИСЗ [2].

Анализ экспериментальных данных позволил выбрать интервал времени для дальнейшей обработки в пределах $5 \cdot 10^4$ с.

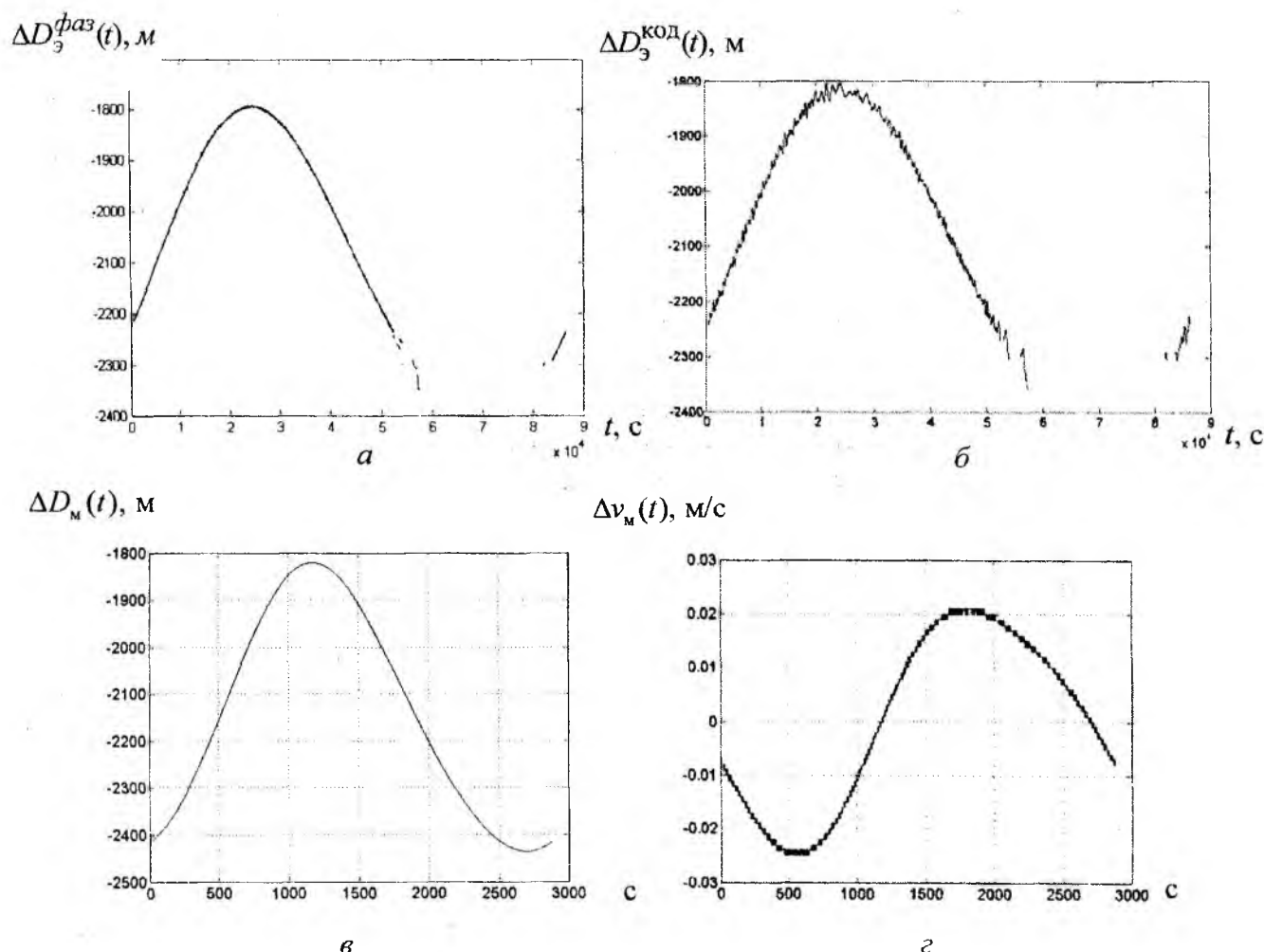


Рис. 2

Для учета нутации ГС ИСЗ были вычислены скорректированные разности дальностей и значения сдвига шкал:

$$\Delta D_{СК}(t) = \Delta D_{Э}(t) - \Delta D_{М}(t);$$

$$\Delta T_{СК}(t) = \Delta D_{СК}(t) / c.$$

Графики зависимостей $\Delta D_{СК}(t)$, полученных по фазовым и кодовым измерениям, приведены соответственно на рис. 3, а, б, а рассчитанные зависимости $\Delta T_{СК}(t)$ – на рис. 3, в, г.

Статистическая обработка зависимостей $\Delta T_{СК}(t)$ (рис. 3, в, г) позволила оценить средние значения сдвига шкал $\overline{\Delta T}$ и СКО σ :

– по фазовым наблюдениям $\overline{\Delta T}^{\text{фаз}} = 88,75$ нс, $\sigma^{\text{фаз}} = 4,86$ нс;

– по кодовым наблюдениям $\overline{\Delta T}^{\text{код}} = 25,6$ нс, $\sigma^{\text{код}} = 22,6$ нс.

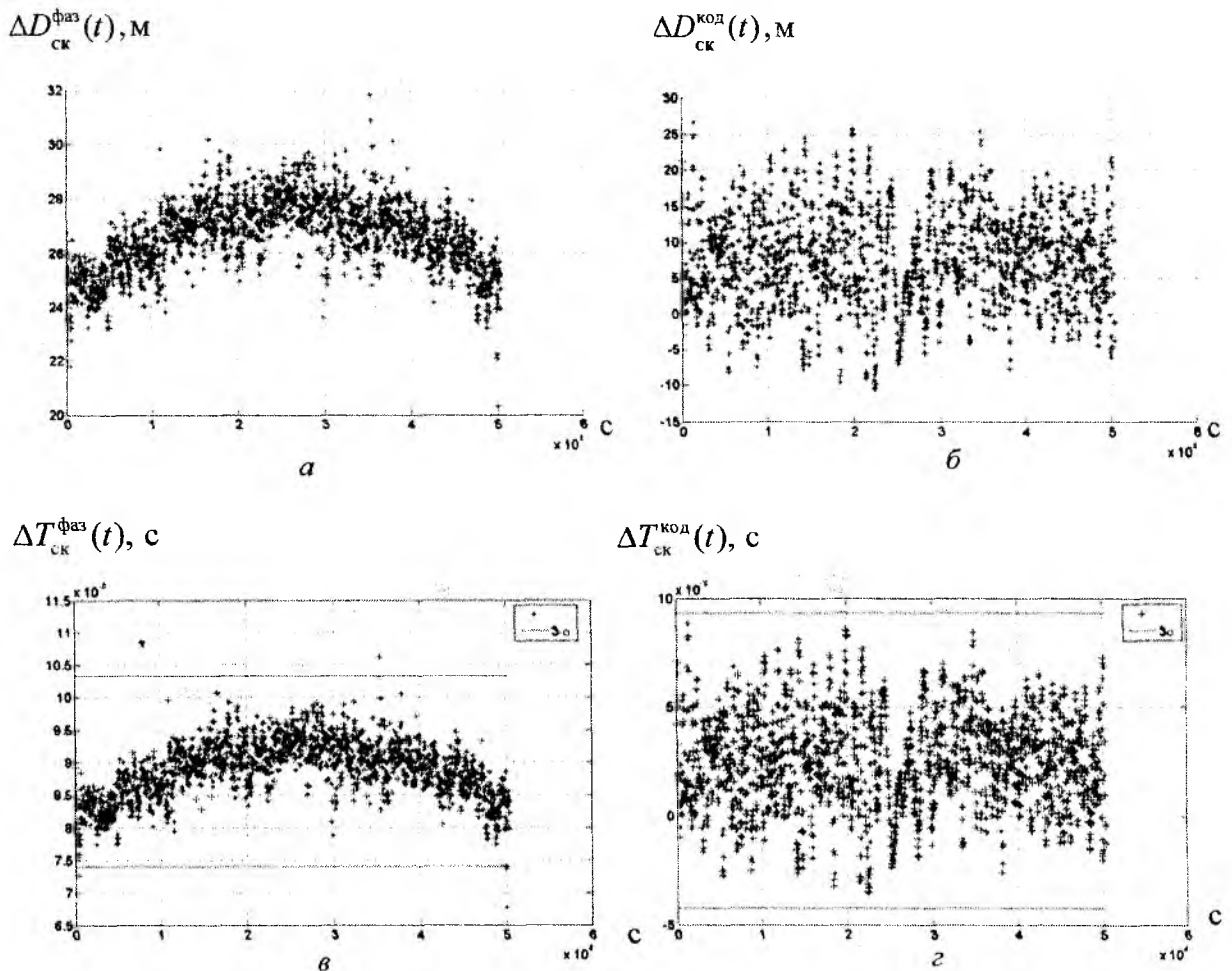


Рис. 3

Использование моделей расчета ионосферной задержки

Для компенсации нестабильности ионосферной задержки при реализации АОО с использованием сигналов спутников SBAS могут применяться модели расчета ионосферной задержки IONEX и Клобучара (Klobuchar) [4, 5]. С применением этих моделей рассчитана задержка сигнала в слоях ионосферы для спутника SBAS №134 Inmarsat 3f3. Данные суточных наблюдений за спутником представлены на рис. 4.

Применение модели Klobuchar позволяет компенсировать не менее чем на 50 % среднеквадратическую погрешность координатно-временных определений, вызванную аномалиями ионосферных задержек.

В навигационном сообщении GPS передаются параметры для расчета ионосферной задержки согласно модели Klobuchar. К таким параметрам относятся коэффициенты α_n и β_n , которые зависят от значения полной концентрации электронов (ПКЭ) в точке прокола ионосферы (ТПИ). ПКЭ зависит от периода 11-летнего цикла солнечной активности, сезонных и ежедневных вариаций электронной концентрации в ионосфере, угла места и азимута спутника, а так же от широты и долготы расположения принимаемого пункта [3].

Расчет ионосферной коррекции R_{iono} проводится в метрах для частоты SBAS f_{L1} . Для этого необходимы: координаты приемного пункта – широта λ_u , долгота ϕ_u ; углы, под которыми виден SBAS спутник, угол места El , азимут Az ; коэффициенты Klobuchar – α_n и β_n . Расчет выполняется в соответствии с выражением

$$R_{iono} = \begin{cases} F \cdot \left[5.0 \cdot 10^{-9} + (AMP) \cdot \left(1 - \frac{x^2}{2} + \frac{x^4}{24} \right) \right], & |x| < 1.57 \\ F \cdot (5.0 \cdot 10^{-9}) & , |x| \geq 1.57 \end{cases} \quad (2)$$

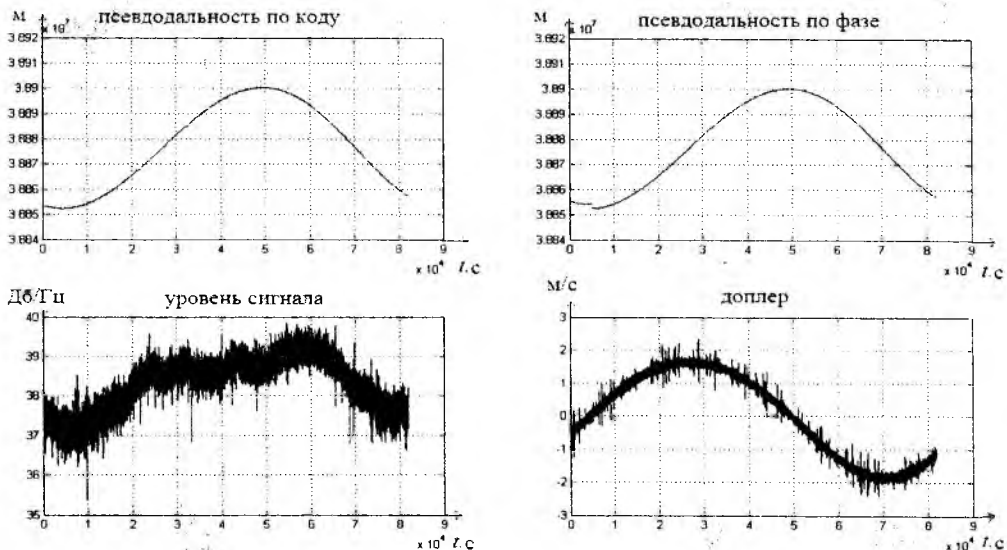


Рис. 4

Параметры, входящие в состав (2), приведены в табл.1.

В табл. 1 под «подионосферной» точкой понимается точка пересечения ионосферы прямой «ГС ИСЗ – пункт сличения а или в».

Более точно компенсировать влияние ионосферы позволяет математическая модель IONEX [5]. Для расчета ионосферной коррекции R_{iono} в модели используются глобальные ионосферные карты (Global Ionosphere Maps (GIM)) (рис. 3). В формате IONEX содержатся значения вертикальной концентрации электронов (в TECU единицах) по широте от +87.50 до -87.50 с шагом 2.50, по долготе от -1800 до 1800 с шагом 50. Карты формируются через каждые 2 часа, начиная с 00:00 UT (Всемирное время). В итоге, на каждые сутки предоставляется 13 TEC карт (рис. 5): 12 карт на текущие сутки, 1 карта на следующие сутки [6].

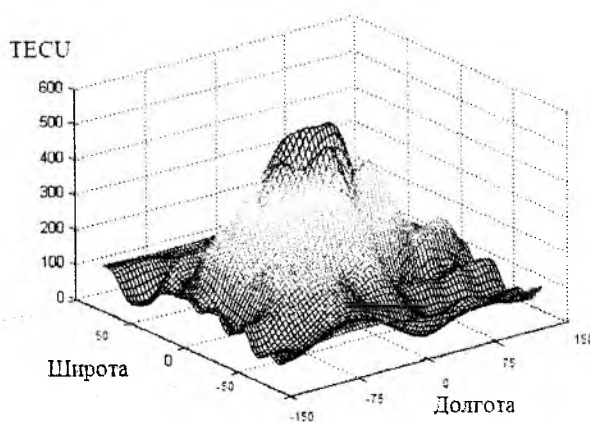


Рис. 5

В модели IONEX используется такая же система координат, как и в модели Klobuchar (геоцентрическая система WGS-84). При расчетах ионосферной задержки одним из важных моментов является определение вертикальной интегральной электронной концентрации,

которая рассчитывается методом интерполяции по пространству [5]. Завершающим этапом является расчет вертикальной ионосферной задержки (3) и расчет наклонного значения ионосферной задержки R_{iono} в метрах (4):

$$\Delta_{верт} = \frac{40.3 \cdot TECU \cdot 10^{16+EXPONENT}}{(f_{L1})^2}, \quad (3)$$

где f_{L1} – несущая частота системы SBAS, $TECU$ – вертикальная интегральная электронная концентрация, $EXPONENT$ – коэффициент входящий в состав карт IONEX;

$$R_{iono} = \Delta_{верт} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \cos^2(El)}}, \quad (4)$$

где El – угол места, под которым спутник виден для приёмной антенны.

Таблица 1

Параметр		Примечание
Обозначение, наименование, единица измерения	Соотношение	
F – коэффициент отклонения	$1.0 + 16.0 \cdot (0.53 - El)^3$	
x – фаза модели,	$\frac{2 \cdot \pi \cdot (t - 50400)}{PER}$	
t – местная шкала времени, с	$4.32 \cdot 10^4 \cdot \lambda_i + t_{GPS}$: t_{GPS} – шкала времени GPS	Если: $\begin{cases} t \geq 86400, \text{ то } t - 86400, \\ t < 0, \text{ то } t + 86400 \end{cases}$
λ_i – долгота «подионосферной» точки	$\lambda_u + \frac{\psi \cdot \sin(Az)}{\cos(\varphi_i)}$	Радян
Ψ – центральный земной угол	$\frac{0.0137}{El + 0.11} - 0.022$	$PER < 7200$
PER – период модели, с	$\sum_{n=0}^3 \beta_n \varphi_m^n$	Если $PER < 7200$, то $PER = 0$
AMP – амплитуда вертикальной задержки, (с)	$\sum_{n=0}^3 \alpha_n \varphi_m^n$	Если $AMP < 0$, то $AMP = 0$
φ_m – геомагнитная широта точки «подионосферной» точки	$\varphi_i + 0.064 \cdot \cos(\lambda_i - 1.617)$	Если: $\begin{cases} \varphi_i > 0.416, \text{ то } \varphi_i = 0,416, \\ \varphi_i < -0.416, \text{ то } \varphi_i = -0,416 \end{cases}$
φ_i – геодезическая широта «подионосферной» точки	$\varphi_u + \psi \cdot \cos(Az)$	радиан

По моделям IONEX и Klobuchar рассчитана ионосферная поправка для спутника SBAS №134 Inmarsat 3f3 на 289 GPS сутки. Координаты пункта наблюдения широта – 50 00' 54. 93366", долгота – 31 13' 48. 66807" (в системе координат ITRF00). Данные поправок представлены в табл. 2.

Таблица 2

Модель	Поправка, м
IONEX	4.4
Klobuchar	6.3

Применение модели Klobuchar для компенсации влияния ионосферы при реализации АОО позволяет компенсировать не менее 50 % среднеквадратической погрешности временных определений. Достоинством модели является возможность ее применения в реальном масштабе времени. Для использования модели необходимы коэффициенты Klobuchar, которые передаются в навигационном сообщении с борта спутников GPS.

При применении модели IONEX остаточное влияние ионосферных задержек составляет не более 30 % среднеквадратической погрешности временных определений. Недостатком модели является невозможность ее использования в реальном масштабе времени, так как ионосферные карты создаются в послесеансном режиме по данным международных сервисных центров обработки GPS/GNSS наблюдений, таких как IGS, EPN, JPL.

Существенного снижения влияния ионосферных задержек в реальном масштабе времени можно достичь, используя в качестве ОИС сигналы геостационарных телекоммуникационных спутников, частота которых на порядок выше частоты сигналов спутников SBAS.

Выводы

Результаты теоретических и экспериментальных исследований свидетельствуют о возможности существенного снижения влияния канальных погрешностей, обусловленных нутациями ГС ИСЗ и нестабильностью задержки сигнала в ионосфере, на результирующую погрешность синхронизации пространственно разнесенных стандартов времени и частоты. Количественная оценка результирующего улучшения точности синхронизации зависит от взаимного расположения спутника и синхронизируемых пунктов и может быть определена для каждого конкретного случая.

Список литературы: 1. Коваль, Ю.А., Иванова, Е.А., Костыря, А.А. и др. Погрешности частотно-временной синхронизации при использовании сигналов телекоммуникационных геостационарных спутников с учетом модели их перемещения // Східно-Європейський журнал передових технологій. – 2009. – Вып. 4/10 (40). – С. 25-29. 2. Коваль, Ю.А., Иванова, Е.А., Костыря, А.А., Иванова, Е.А., Ал-Твежди Б.А., Хусейн, А. Ф., Асаад, Х. Х. Экспериментальные исследования возможностей частотно-временной синхронизации при использовании сигналов геостационарных ИСЗ системы SBAS // Радиотехника. – 2011. – №. 165. – С. 46-55. 3. *Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement: First edition.* – ISO, Switzerland, 1993. 4. *The International GPS Service for Geodynamics.* 5. Chang-Moon Lee, Kwan-Dong Park. Generation of Klobuchar Ionospheric Error Model Coefficients Using Fourier Series and Accuracy Analysis // *Journal of Astronomy and Space Sciences.* ASS. – 2011. – 28.1. № 28(1). 6. Gurtner, S. W. IONEX: The IONosphere Map Exchange Format Version 1. 1998. 7. Пат. 38167 Украина, МПК51 (2006), G04G 7/00. Спосіб частотно-часової синхронізації просторово рознесених еталонів та стандартів часу і частоти / Нестеренко Г.В., Коваль Ю.О., Иванова О.О. ; заявник та власник Харківський нац. ун-тет радіоелектр. – № u2008 09468, подано 21.07.2008; опубл. 25.12.2008, Бюл. № 24.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 06.09.2012

УДК 621.372.8.049.75

Исследование влияния параметров перемычек на характеристики микрополоскового ответвителя Ланге / А.Ю. Фарафанов, Н.И. Фурманова // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 170. – С. 7 – 13.

Исследовано влияние параметров перемычек на АЧХ микрополосковых направленных ответвителей Ланге. Даны рекомендации по моделированию таких конструкций в системе HFSS. Проанализирована зависимость АЧХ ответвителя Ланге от диаметра, материала и количества перемычек. Представлены практические рекомендации по параметрам перемычек при проектировании, моделировании и производстве микрополосковых направленных ответвителей Ланге.

1 табл. 11 ил. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.372.8.049.75

Дослідження впливу параметрів перемичок на характеристики мікросмужкового відгалужувача Ланге / О.Ю. Фарафанов, Н.І. Фурманова // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 7 – 13.

Особливістю мікросмужкових відгалужувачів є наявність дровових перемичок. Представлено практичні рекомендації щодо параметрів перемичок при проектуванні, моделюванні і виробництві мікросмужкових спрямованих відгалужувачів Ланге. Надано рекомендації щодо моделювання таких конструкцій в системі HFSS. Проаналізовано залежність АЧХ відгалужувача Ланге від діаметру, матеріалу і кількості перемичок. Проведене дослідження впливу параметрів перемичок на АЧХ мікросмужкових спрямованих відгалужувачів Ланге.

1 табл. 11 іл. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.372.8.049.75

Investigation of the jumper parameters action on microstrip Langue coupler characteristics / O.Yu. Farafanov, N.I. Furmanova // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 7 – 13.

Directional Langue couplers are widely used in electronic equipment. A feature of these microstrip couplers is the existence of wire jumpers. Investigation of the action of the microstrip directional Langue couplers' parameters on the frequency response is carried out. Recommendations for the modeling of such structures in the HFSS are given. The dependence of Langue coupler frequency response on the diameter, material, and the number of jumpers is analyzed. Practical advice on jumper parameters when designing, simulation and manufacturing of the microstrip directional Langue couplers is presented.

1 tab. 11 fig. Ref.: 6 items.

УДК 519.87

Марковский подход к системам человек-машина-среда / Р. Дж. Аль-Азави // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 170. – С. – 14 – 18.

Человеко-машинная система, включающая людей и окружающую среду, рассматривается как система массового обслуживания относительно потока входящих "катастроф". Все рассмотренные модели обладают марковским свойством. Получены формулы для вероятностей состояний системы в стационарном и нестационарном случаях.

Библиогр.: 5 назв.

УДК 519.87

Марковський підхід до системи людина-машина-середовище / Р. Дж. Аль-Азаві // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 14 – 18.

Людино-машинна система, що включає людей і навколишнє середовище, розглядається як система масового обслуговування щодо потоку вхідних "катастроф". Всі розглянуті моделі мають марківську властивість. Отримано формули для ймовірностей станів системи у стаціонарному і не стаціонарному випадках.

Бібліогр.: 5 назв.

UDC 519.87

Markovian approach to man-machine-environment systems / R.J. Alazawi // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 14 – 18.

The man-machine system including human being and environment is considered as a queuing system with respect to the flow of incoming disasters, all considered models demonstrate markovian properties. The formulas for the system states probabilities are derived in the stable and non-stable cases.

Ref.: 5 items.

УДК 621.385.6

Влияние индукции фокусирующего поля на эффективность комбинированного умножителя частоты / Е. Н. Одаренко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2012. – Вып.170. – С.19 – 23.

В рамках многомерной модели нелинейного электронно-волнового взаимодействия в комбинированном приборе О-типа с ленточным электронным потоком исследованы закономерности изменения эффективности умножения частоты при варьировании величины индукции магнитного фокусирующего поля. Установлено оптимальное значение нормированной циклотронной частоты, для которого реализуется максимальный коэффициент преобразования частоты входного сигнала, и физические причины повышения эффективности умножителя частоты.

Ил. 3. Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.385.6

Вплив індукції фокусуєного поля на ефективність комбінованого помножувача частоти / С. М. Одаренко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. - С. 19 – 23.

В рамках багатовимірної моделі нелінійної електронно-хвильової взаємодії в комбінованому приладі О-типу зі стрічковим електронним потоком досліджено закономірності зміни ефективності помноження частоти при варіюванні значення індукції магнітного фокусуєного поля. Встановлене оптимальне значення нормованої циклотронної частоти, для якого реалізується максимальний коефіцієнт перетворення частоти вхідного сигналу, і фізичні причини підвищення ефективності помножувача частоти.

Іл. 3. Бібліогр.: 10 назв.

UDC 621.385.6

Focusing field induction action on the combination frequency multiplier efficiency / E. N. Odarenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 19 – 23.

Regularities of the frequency multiplication change under condition of magnetic focusing field induction variation within the framework of the multidimensional model of the nonlinear beam-wave interaction in the combination O-type device with sheet electron beam are investigated. The best value of the normalized cyclotron frequency which corresponds to maximum value of the input frequency transformation factor and physical reasons of the frequency multiplier efficiency enhancement are determined.

3 fig. Ref.: 10 items.

УДК 621.376.3

Имитационное моделирование системы фазовой автоподстройки частоты с расширенной полосой захвата / С.Н. Ром // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2006. – Вып. 170. – С. 24 – 27.

Расширение полосы захвата достигается за счет изменения структуры построения системы фазовой автоподстройки (ФАП) частоты с дополнительными обратными связями (ДОС) по фазе с динамически регулируемым параметрами (ДРП) по нелинейным законам. Цель статьи – оценка эффективности принятых технических решений относительно усовершенствования систем ФАП. Для этого предложена имитационная модель быстродействующей системы ФАП синтезатора частот с ДОС по фазе с ДРП по нелинейным законам с расширенной полосой захвата для определения ее полосы захвата, исследуемой с помощью пакета моделирования Simulink системы MATLAB. Результаты моделирования показывают, что полоса захвата в системе ФАП с двумя фазовыми модуляторами (ФМ) по сравнению с системой ФАП с одним ФМ увеличивается от 5 до 30 % в зависимости от начальной разности фаз генератора управляющего напряжения и генератора входного сигнала (полосы пропускания фильтра основного кольца системы ФАП).

Ил. 10. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.376.3

Імітаційне моделювання системи фазового автопідстроювання частоти з розширеною смугою захоплення / С.М. Ром // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 24 – 27.

Розширення смуги захоплення досягається за рахунок зміни структури побудови системи фазового автопідстроювання (ФАП) частоти з додатковими зворотними зв'язками (ДЗЗ) за фазою з динамічно регульованими параметрами (ДРП) по нелінійним законам. Метою статті є оцінка ефективності прийнятих технічних рішень щодо удосконалення систем ФАП. Для цього запропоновано імітаційну модель швидкодіючої системи ФАП синтезатора частот з ДЗЗ за фазою з ДРП по нелінійних законах з розширеною смугою захоплення для визначення її смуги захоплення, яка досліджується за допомогою пакету моделювання Simulink системи MATLAB. Результати моделювання показують, що смуга захоплення в системі ФАП з двома фазовими модуляторами (ФМ) у порівнянні з системою ФАП з одним ФМ збільшується від 5 до 30 % в залежності від початкової різниці фаз генератора керованої напруги і генератора вхідного сигналу (смуги пропускання фільтру основного кола системи ФАП).

Іл. 10. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.376.3

Imitation simulation of the phase auto-tuning frequency (PAF) system with the extended capture range / *S.N. Rot* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 24 – 27.

Spread of the capture band is reached at the cost of changing the structure of the frequency phase auto-tuning (PAF) system design with additional phase feed-backs (AFB) with the dynamically controlled parameters (DCP) from nonlinear laws. The purpose of the paper consists in estimation of efficiency of the taken technical decisions as to the PAF systems improvement. For this purpose the simulation model of the fast-acting system of PAF synthesizer of frequencies is offered with AFB on the phase with DCP from nonlinear laws with the extended capture band for estimation of its band of capture, studied with the package Simulink of the MATLAB system. The simulated results show that capture band in the system of PAF with two phase modulator as compared to the system of PAF with one phase modulator increased from 5 % to 30 % depending on the initial phase difference of command voltage generator and input signal generator (the filter pass band of the PAF system).

10 fig. Ref.: 3 items.

УДК 537.874.6

Расчет характеристик диэлектрического электроотрицательного метаматериала в круглом волноводе на основе многослойного диэлектрика / *М.Е. Калиберда, С.А. Погарский, К.С. Дроздов* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып.170. – С.28 – 31.

Рассматривается многослойная структура, каждый слой которой представляет собой диэлектрическую шайбу в круглом волноводе. Система возбуждается волной H_{11} -типа. Анализ выполнен операторным методом. Проводится определение оптимальной зависимости относительной диэлектрической проницаемости одного слоя от частоты, при которой многослойной структуре можно поставить в соответствие диэлектрик с отрицательной относительной диэлектрической проницаемостью.

Ил. 3. Библиогр.: 13 назв.

УДК 537.874.6

Розрахунок характеристик діелектричного електронегативного метаматеріала у круглому хвилеводі на основі багатошарового діелектрика / *М. Є. Каліберда, С. О. Погарський, К. С. Дроздов* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 28 – 31.

Розглянуто багатошарову структуру, кожний шар якої представляє собою діелектричну шайбу у круглому хвилеводі. Система збуджується хвилею H_{11} -типа. Аналіз виконано операторним методом. Проводиться визначення оптимальної залежності відносної діелектричної проникності одного шару від частоти, при якій багатошаровій структурі можна поставити у відповідність діелектрик з негативною діелектричною проникністю.

Іл. 3. Бібліогр.: 13 назв.

UDC 537.874.6

Computation of characteristics of electronegative metamaterial in circular waveguide based on multilayered dielectric / *M.E. Kaliberda, S.A. Pogarsky, K. S. Drozdov* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.– 2012. – №170. – P. 28 – 31.

The multilayered structure, where every layer corresponds to dielectric disc in a circular waveguide, is considered. The system is excited by the TE_{11} mode. The operator method is applied for analysis. The determination of optimal dependence of relative dielectric permittivity of a single layer versus frequency, at which the dielectric with negative dielectric permittivity corresponds to our multilayered structure, is performed.

3 fig. Ref.: 13 items.

УДК 621.382.323

Численная модель контакта металл-полупроводник / *Э.Э.Асанов, С.А.Зуев, Г.В.Килесса, Н.И.Слипченко* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 170. – С. 32 – 40.

Представлены основные теоретические положения, на основе которых с использованием метода крупных частиц построена численная модель омического контакта металл-полупроводник и контакта с барьером Шоттки. В результате проведенных вычислительных экспериментов получены вольтамперные характеристики, свидетельствующие о достоверной работе модели.

Ил. 10. Библиогр.: 11 назв.

УДК 621.382.323

Чисельна модель контакту метал-напівпровідник / *Е.Е.Асанов, С.О.Зуєв, Г.В.Кілесса, М.І.Сліпченко* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 32 – 40.

Представлено основні теоретичні положення, на основі яких з використанням методу великих часток побудовано чисельну модель омичного контакту метал-напівпровідник і контакту з бар'єром Шоткі.

В результаті проведених обчислювальних експериментів отримані вольтамперні характеристики, що свідчать про достовірну роботу моделі.

Іл. 10. Бібліогр.: 11 назв.

UDC 621.382.323

Numerical model of metal-semiconductor contact / E.E.Asanov, S.A.Zuev, G.V.Kilessa, N.I.Slipchenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 32 – 40.

The theoretical provisions are presented, the numerical model of ohmic contact metal semiconductor and Schottky barrier was constructed on their basis. Method of large particles is used in the model. The current-voltage characteristics are received as a result of the carried-out computing experiments.

10 fig. Ref.: 11 items.

УДК 621.313.522.2;391.812;371.537.876.2

Коррекция закона Фарадея / П.П. Лёзов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып.170. – С.41 – 47.

Рассматривается закон электромагнитной индукции Фарадея и показывается, что в основе итогового интегрального выражения электродвижущей силы лежит векторно-скалярное произведение трех величин – магнитной индукции, скорости движения проводника и его длины. Применительно к опыту Фарадея согласно закону Лоренца учитывается только боковая (поперечная) составляющая магнитной индукции, периметр контура и скорость движения магнита. Основной метод – графическое исследование структуры магнитного поля цилиндрического магнита и повторение опыта Фарадея поочередно с четырьмя различными соленоидами.

Ил. 5. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.313.522.2;391.812;371.537.876.2

Корекція закону Фарадея / П. П. Лезов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 41 – 47.

Розглядається закон електромагнітної індукції Фарадея і показується, що в основі підсумкового інтегрального вираження електродвижущої сили лежить векторно-скалярний твір трьох величин - магнітної індукції, швидкості руху провідника і його довжини. Стосовно досвіду Фарадея згідно із законом Лоренца враховується тільки бічна (поперечна) складова магнітної індукції, периметр контура і швидкість руху магніта. Основний метод - графічне дослідження структури магнітного поля циліндричного магніта і повторення досвіду Фарадея по черзі з чотирма різними соленоїдами.

Іл.5. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.313.522.2; 391.812; 371.537.876.2

Correction of Faradays law / P.P. Lezov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 41 – 47.

Faraday law of electromagnetic induction is considered and it is shown that the basis of the final integral expression of the electromotive force is a vector-scalar product of three quantities, namely, magnetic induction, motion speed of the conductor and its length.

Only the lateral (transverse) component of the magnetic induction, the perimeter of the contour and the velocity of the magnet, is taken into account as applied to Faraday experiment according to Lorentz law.

The basic method is the graphic study of the cylindrical magnet of the magnetic field structure and repetition of Faraday experiment with four different solenoids in turn.

5 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.301,2,5,11,13

Коррекция уравнений Максвелла / П.П.Лёзов // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып.170. – С.48 – 54.

Рассматривается гипотеза Максвелла в виде первого интегрального уравнения его имени и показывается, что эта гипотеза не имеет оснований. Электрический ток неразветвленного проводника создает кольцевое или круговое электрическое поле в окружающей диэлектрической газовой среде, далекое по форме от вихревого поля. Циркуляция же вектора электрической напряженности ничего в окружающей среде вызвать не может, сама являясь следствием прохождения электрического тока по замкнутому проводнику.

Ил. 3. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.301,2,5,11,13

Корекція рівнянь Максвелла / П. П. Лезов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 48 – 54.

Розглядається гіпотеза Максвелла у вигляді першого інтегрального рівняння його імені і показується, що ця гіпотеза не має підстав. Електричний струм нерозгалуженого провідника створює

кільцеве або кругове електричне поле в діелектричному газовому довіккілі, далеке за формою від вихрового поля. Циркуляція ж вектору електричної напруженості нічого в довіккілі викликати не може, сама будучи наслідком проходження електричного струму по замкнутому провідникові.

Іл. 3. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.301,2,5,11,13

Correction of Maxwell equations / P.P. Lezov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 48 – 54.

Hypothesis of Maxwell equations in the form of the first integral equation named for him is considered and it is shown that this hypothesis has no basis. Electric current of the single-path conductor creates the ring or circular electric field in the dielectric surrounding atmosphere, far in its form from the vortex field. Circulation of the electric intensity vector itself cannot cause anything in the environment as it is a consequence of the electric current passage in a closed conductor.

3 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.301,309,92,95.

Коррекция уравнений бегущих волн / П.П.Лёзов // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып.170. – С.55 – 58.

Рассматривается пара поперечных уравнений бегущей электромагнитной волны и показывается, что название «бегущая» дано без оснований. Включение пространственной координаты в фазу гармонической функции времени не дает движения в пространстве, а только увеличивает шаг и уменьшает частоту колебаний.

Наиболее естественно электромагнитная бегущая описывается спиральной функцией времени пространственной координаты в направлении движения волны, как совокупность магнитного поперечного вихря и продольно-распространяющегося электрического поля.

Іл. 4. Бібліогр.: 5 назв.

УДК 621.301,309,92,95.

Корекція рівнянь волн що біжать / П.П.Лезов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 55 – 58.

Розглядається пара поперечних рівнянь електромагнітної хвилі, що біжить, і показується, що назва що "біжить" дано без підстав. Включення просторової координати у фазу гармонійної функції часу не дає руху в просторі, а тільки збільшує крок і зменшує частоту коливань.

Електромагнітна волна що біжить, найприродніше описується спіральною функцією часу просторової координати у напрямі руху хвилі, як сукупність магнітного поперечного вихору і електричного поля, що подовжньо-поширюється.

Іл. 4. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.301,309,92,95.

Correction of running waves equations / P.P.Lezov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 55 – 58.

A pair of traversal running electromagnetic wave equations is considered and it is shows that the title "running" is given without a reason. The inclusion of spatial coordinates in the phase of the harmonic function of time does not provide movement in space, but only increases the step and decreases the oscillations frequency.

The running electromagnetic wave is the most naturally described by the spiral function of time of the spatial coordinate in the direction of the wave movement as a combination of the magnetic traversal vortex and longitudinal-propagating electric field.

4 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.375.4

Влияние потерь в резонансных контурах на работу усилителя класса F / В.Г. Крыжановский, А.П. Ефимович // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 170. – С. 59 – 65.

Проведено моделювання і експериментальне дослідження енергетических характеристик ВЧ усилителя мощности класса F в зависимости от изменения активного сопротивления резонансных контуров. Рассчитан усилитель на полевом транзисторе 2N7000 на частоту 13,56 МГц и выходную мощность 1,5 Вт, получен КПД 76 %. Показано, что перестраивая контуры выходной цепи при изменении их добротности, можно уменьшить снижение КПД за счет потерь. Эффект объясняется корректировкой сдвига фаз между током и напряжением первой гармоники в транзисторе при изменении частоты настройки контуров в выходной цепи.

Табл. 6. Іл. 8. Бібліогр.: 14 назв.

УДК 621.375.4

Вплив втрат у резонансних контурах на роботу підсилювача класу F / В.Г. Крижановський, А.П. Єфимович // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 59 – 65.

Проведено моделювання і експериментальне дослідження енергетичних характеристик Вч підсилювача потужності класу F в залежності від зміни активного опору резонансних контурів. Розраховано підсилювач на польовому транзисторі 2N7000 на частоту 13,56 МГц і вихідну потужність 1,5 Вт, отримано ККД 76 %. Встановлено, що змінюючи резонансну частоту контурів при зміні їх добротності, можна зменшити шкідливий вплив втрат на ККД підсилювача. Ефект пояснюється коректуванням зсуву фаз між током і напругою першої гармоніки при зміні частоти настройки контурів у вихідній ланці підсилювача.

Табл. 6. Іл. 8. Бібліогр.: 14 назв.

UDC 621.375.4

Impact of losses in the resonance circuits on the F class amplifier operation / V.G. Krizhanovski, A.P. Iefymovych // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 59 – 65

Output power and efficiency of F class amplifier was simulated and experimentally tested for various values of resistance in the resonance circuits. An amplifier on MOS transistor 2N7000 with operation frequency 13.56 MHz and output power 1.5 W was calculated, efficiency of 76 % was obtained. It was shown that the detrimental effect of losses on the amplifier's efficiency can be reduced by tuning the circuits' resonant frequencies depending on their quality factor. This phenomenon is explained by correction of phase shift between fundamental frequency's current and voltage as the resonant frequencies of the output network circuits are tuned.

6 tab.8 fig. Ref.: 14 items.

УДК 537.876.46

Исследование фазового сдвига между волнами, ответвляемыми щелями, прорезанными в широкой стенке плоского полукрытого металлодиэлектрического волновода / И.Л. Афонин, И.В. Лащенко, Г.В. Боков // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 66 – 72.

Передача електромагнітної енергії сантиметрового діапазону волн здійснюється, в основному, по волноводах прямокутного сечення і полосковими лініями. Альтернативою даним пристроям може служити плоский напіввідкритий металодіелектричний волновід. Для визначення параметрів пристроїв, розроблених на базі цього волновода, запропоновано вимірник, основою мікрохвильової частини якого є двохдетекторний волновідно-щелевий преобразователь. Принцип роботи цього преобразователя вимагає квазіпостійності фазового сдвига в полосі частот. Незмінність сдвига фази можна досягти як зміною відстані між щілинами, так і зміною кута їх нахилу.

УДК 537.876.46

Дослідження фазового зсуву між хвилями, що відгалужуються щілинами, прорізаними в широкій стінці плоского напіввідкритого металодіелектричного хвилеводу / І.Л. Афонін, І.В. Лащенко, Г.В. Боков // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 66 – 72.

Передача електромагнітної енергії сантиметрового діапазону хвиль здійснюється, головним чином, по хвилеводах прямокутного перетину та смужковим лініям. Альтернативою даним пристроям може служити плоский напіввідкритий металодіелектричний хвилевід. Для визначення параметрів пристроїв, розроблених на базі цього хвилеводу, запропоновано вимірник, основою мікрохвильової частини якого є двохдетекторний хвилевідно-щілинний перетворювач. Принцип роботи цього перетворювача вимагає квазіпостійності фазового зсуву в смужці частот. Незмінність зрушення фази можна досягти як зміною відстані між щілинами, так і зміною кута їх нахилу.

UDC 537.876.46

Research into the phase shift between the waves branched by slots cut through a wide wall of the plane semi-open metal-dielectric waveguide / I.L. Afonin, I.V. Lashchenko, G.V. Bokov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 66 – 72.

Transmission of electromagnetic energy of the centimetre wave range is carried out mainly through the waveguides of rectangular section and strip lines. The plane semi-open metal-dielectric waveguide can serve as alternative to these devices. To estimate the parameters of the devices developed on the basis of this waveguide the measuring instrument is offered, the two-detection waveguide and slotted-guide converter is the basis of its microwave part. The principle of operation of this transformer requires a quasi-constancy of phase deviation in the frequency band. An invariance of phase drift is possible to achieve by distance alteration between slots, and change of an angle of their pitch.

УДК 621.385.6

Бесконтактный режим работы при сканирующей микроволновой микроскопии / Ю.Е.Гордиенко, С.Ю.Ларкин, М.С.Е. Чхотуа // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2012. – Вип. 170. – С. 73 – 78.

Приведены полученные с применением метода конечных элементов результаты прямых численных исследований и зависимости распределения СВЧ-поля вдоль оси системы зонд-объект для конусного коаксиального резонаторного зонда от величины зазора, также даны зависимости от зазора фундаментальных сигналов сканирования.

Показана область применения теории малых возмущений для установления взаимосвязи фундаментальных сигналов бесконтактного сканирования.

Ил. 5. Библиогр.: 12.

УДК 621.385.6

Безконтактний режим роботи при скануючій мікрохвильовій мікроскопії / Ю.О.Гордієнко, С.Ю.Ларкін, М.С.Е.Чхотуа // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2012. – Вип. 170. – С. 73 – 78.

Надано результати прямих чисельних досліджень, що були отримані із застосуванням метода кінцевих елементів та залежності розподілу НВЧ-поля вздовж вісі системи зонд-об'єкт для конусного коаксиального резонаторного зонда від величини зазору, також дані залежності від зазору фундаментальних сигналів сканування.

Показана область застосування теорії малих збуджень для встановлення взаємозв'язку фундаментальних сигналів бесконтактного сканування.

Ил. 5. Бібліогр. 12.

UDC 621.385.6

Contact-free operating mode in scanning microwave microscopy / Yu.E Gordienko, S.Yu. Larkin, M.S.E. Chotuya // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 73 – 78.

The results of straight numerical calculations that were received by using the finite element method and SHF field dependencies of spacing value along probe-object system axis for conical coaxial resonator probe were considered. The fundamental signals dependencies of spacing were also given.

Small perturbation theory application area for determination of contact-free fundamental signals correlations was shown.

5 fig. Ref.: 12 items.

УДК 621.385.6

Круговой резонатор с меняющейся по произвольному закону диэлектрической проницаемостью / Н.К. Сахненко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 79 – 85.

Теоретически исследована задача преобразования волны шепчущей галереи в тонком дисковом резонаторе в результате изменения во времени диэлектрической проницаемости материала. Рассмотрена скачкообразная, импульсная и плавная зависимость проницаемости от времени. При скачкообразном изменении показателя преломления бегущая волна шепчущей галереи преобразуется в суперпозицию прямых и обратных мод резонатора, но их амплитуды пренебрежимо малы по сравнению с прошедшей во времени волной шепчущей галереи. При этом изменяется ее частота и амплитуда. В ступенчато-периодической нестационарной среде возможен контроль амплитуды волны ШГ, что, в зависимости от значений параметров, ускоряет или замедляет процесс излучения моды. Этот эффект усиливается при увеличении глубины модуляции.

Ил. 8. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.385.6

Круговой резонатор з діелектричною проникністю, що змінюється за часом довільним чином / Н.К. Сахненко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 79 – 85.

Теоретично досліджено задачу перетворення хвилі галереї шепотіння в тонкому дисковому резонаторі внаслідок зміни в часі діелектричної проникності матеріалу. Розглянуто стрибкоподібну, імпульсну і плавну залежність проникності від часу. При стрибкоподібній зміні показника заломлення біжна хвиля галереї шепотіння перетвориться в суперпозицію прямих і зворотних мод резонатора, але їх амплітуди нехтовно малі в порівнянні з прямою хвилею галереї шепотіння. При цьому змінюється її частота та амплітуда. В східчасто-періодичному нестационарному середовищі можливий контроль амплітуди хвилі галереї шепотіння, що в залежності від значень параметрів, прискорює або уповільнює процес випромінювання моди. Цей ефект посилюється при збільшенні глибини модуляції.

Ил. 8. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.385.6

Circular cavity with an arbitrary varying dielectric constant / N.K. Sakhnenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 79 – 85.

The problem of the whispering gallery mode transformation in a thin disk cavity due to the change in the time of the material dielectric constant is theoretically investigated. Under jump changes in refractive index, the running wave of the whispering gallery transforms into the superposition of the transmitted and reflected

resonator modes but their amplitudes are negligibly small in comparison with the amplitude of the wave the whispering gallery transmitted in time. In this case its frequency and amplitude changes. In the step-periodic time-varying medium it is possible to control the amplitude of the whispering gallery mode that, depending on the values of the parameters, speeds up or slows down the process of the radiation of modes. This effect increases with the increase in the modulation depth.

8 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.371.3:551.510.52

Параметры принимаемого сигнала на нижнем участке трассы бистатических систем РАЗ / А.Ю. Панченко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып.170. – С. 86 – 91.

Анализируется дифракция электромагнитных волн на неоднородностях диэлектрической проницаемости воздуха при прохождении пакета акустических волн. Предложена методика аппроксимации необходимой для представления весьма громоздкого выражения принимаемого сигнала к виду, возможному для численных расчетов. Учитываются направленные свойства волновых пучков. Рассматриваются физические факторы взаимодействия, создана численная модель и описан алгоритм расчета интенсивности и доплеровского сдвига частоты принимаемого сигнала в бистатической зоне систем РАЗ при апертурных антеннах. Анализируются физические результаты моделирования с учетом имеющихся экспериментальных данных, оценивается точность модели, пути ее совершенствования.

Ил. 7. Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.371.3:551.510.52

Параметри сигналу, що приймається на нижній частині траси бистатичних систем РАЗ / О.Ю. Панченко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 86 - 91.

Аналізується дифракція електромагнітних хвиль на неоднорідностях діелектричної проникливості повітря при проходженні пакету акустичних хвиль. Запропоновано методику апроксимації, що необхідна для подання вельми громіздкого виразу сигналу, що приймається, до виду, при якому можливе проведення чисельних розрахунків. Враховані направленні властивості хвильових пучків. Розглядаються фізичні фактори взаємодії, створена чисельна модель і описано алгоритм розрахунку інтенсивності та доплерівського зсуву частоти сигналу, що приймається у бистатичній зоні систем РАЗ при апертурних антеннах. Аналізуються фізичні результати моделювання з урахуванням експериментальних даних, оцінюється точність моделі, шляхи її поліпшення.

Ил. 7. Бібліогр.: 10 назв.

UDC 621.371.3:551.510.52

Parameters of the signal being received at the low level part of the RAS bistatic systems path / A.Yu. Panchenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 86 – 91.

Electromagnetic waves diffraction on air dielectric permeability nonuniformities at acoustic wave packet passage is analyzed. The approximation methods needed for presentation of rather cumbersome expression of the signal being received in the form possible for numerical calculations is offered. The directed properties of the wave beam are taken into consideration. Physical factors of interaction are considered, the numerical model is created and the algorithm for calculation of intensity and Doppler shift of the received signal frequency in the RAS system bistatic zone with the aperture antennas is described. Physical results of simulation are analyzed taking into account the available experimental data, the model precision and the ways of its perfection re estimated.

Fig. 7. Ref.: 10 items.

УДК: 616-089.844:004.34

Математическая модель динамической пространственной модификации томографических данных / Ю.В. Книгавко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып.170. – С. 92 – 97.

Описывается разработанная математическая модель изменения томографических данных лица пациента. Предложен новый метод компьютерного планирования пластических вмешательств на лице человека, связанный с перемещением объемных данных, основанный на использовании непрерывных и гладких функций.

Ил. 10. Библиогр.: 4 назв.

УДК: 616-089.844:004.34

Математична модель динамічної просторової модифікації томографічних даних / Ю.В. Книгавко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 92 – 97.

Описується розроблена математична модель зміни томографічних даних обличчя пацієнта. Запропоновано новий метод комп'ютерного планування пластичних втручань на обличчі людини, пов'язаний з переміщенням об'ємних даних, який заснований на використанні безперервних і гладких функцій.

Ил. 10. Бібліогр.: 4 назв.

UDC: 616-089.844:004.34

Mathematical model of tomographic data dynamic spatial modifications/ *Y.V. Knigavko* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 92 – 97.

The developed mathematical model of the patient's face tomographic data changing is described. A new method for computer planning surgical intervention on the human face associated with the movement of volume data, based on the use of continuous and smooth functions is proposed.

10 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.371.34

Структурные функции поля диэлектрической проницаемости при статистически анизотропной тропосфере / *О.Л. Шляева, В.А. Петров* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып.170. – С. 98 – 105.

Структурные функции поля диэлектрической проницаемости воздуха в приземном слое тропосферы исследуются с учетом статистической неоднородности и слоистой структуры. Показано, что имеется, как минимум, две области локальной однородности – для малых и больших масштабов. Интегральные масштабы неоднородностей в этих областях отличаются на один-два порядка.

Ил. 4. Библиогр.: 13 назв.

УДК 621.371.34

Структурні функції поля діелектричної проникності при статистично анізотропній тропосфері / *О.Л. Шляева, В.А. Петров* // Радиотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 98 – 105.

Структурні функції поля діелектричної проникності повітря у приземному шарі тропосфери досліджуються з урахуванням статистичної неоднорідності та шаруватої структури. Показано, що існують, як мінімум, дві області локальної однорідності – для малих і великих масштабів. Інтегральні масштаби неоднорідностей у цих областях відрізняються на один-два порядки.

Іл. 4. Бібліогр.: 13 назв.

UDC 621.371.34

Structural functions of the permittivity field of a statistically anisotropic troposphere / *O.L. Shilyaeva, V.A. Petrov* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 98 – 105.

Structural functions of the air permittivity field in the surface layer of the troposphere, taking into account the statistical inhomogeneity and the layered structure are investigated. It is shown that there are at least two regions of local homogeneity for small and large scales. Integral scale heterogeneities in these areas differ by one or two orders of magnitude.

4 fig. Ref.: 13 items.

УДК 551.501.8:621.396.96

Корреляционная обработка сигналов системы температурного радиоакустического зондирования атмосферы / *В.М. Карташов, С.И. Бабкин, Д.Н. Куля* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып.170. – С. 106 – 109.

Предложены способы корреляционной обработки сигналов системы температурного радиоакустического зондирования и проанализированы особенности этих способов. Показано, что для регистрации вертикальных профилей температуры воздуха с разрешающей способностью, достаточной для практики метеорологических наблюдений, корреляционным способом требуется усложнение устройства обработки рассеянных сигналов. Указывается, что для более простой аппаратурой обработки целесообразно применять принцип слежения за параметром расстройки Брэгга, особенностью которого является использование значения оцениваемых параметров, определенных на предыдущих циклах наблюдения.

Ил. 4. Библиогр.: 15 назв.

УДК 551.501.8:621.396.96

Кореляційна обробка сигналів системи температурного радіоакустичного зондування атмосфери / *В.М.Карташов, С.І.Бабкін, Д.М.Куля* // Радиотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 106 – 109.

Запропоновано способи кореляційної обробки сигналів системи температурного радіоакустичного зондування атмосфери та проаналізовано особливості цих способів. Показано, що для реєстрації вертикальних профілів температури повітря з роздільною здатністю, достатньою для практики метеорологічних спостережень, кореляційним способом вимагається ускладнення пристрою обробки сигналів розсіяння. Вказується, що для більш простої апаратної обробки доцільно застосовувати принцип слідування за параметром розстроювання Брега, особливістю якого є використання значення оцінюваних параметрів, визначених на минулих циклах спостереження.

Іл. 4. Бібліогр.: 15 назв.

UDC 551.501.8:621.396.96

The correlation signal processing of the atmospheric radio acoustic temperature sensing systems / V.M.Kartashov, S.I.Babkin, D.M.Kulia // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 106 – 109.

Methods for signal correlation processing of the temperature radio acoustic sensing systems are proposed and the features of these methods are analyzed. It is shown that for registration of the vertical profiles of air temperature with the resolution sufficient for the practice by the correlation method it is necessary to complicate the processing device of the scattered signals. It is pointed out that for more simple processing equipment appropriate to apply the tracking principle for the Bragg detuning parameter. The feature of tracking principle is the use of the values of the estimated parameters defined in the previous cycles of observation.

Fig. 4. Ref.: 15 items.

УДК.544.032

Исследование возможностей использования электромагнитного излучения миллиметрового диапазона длин волн для дистанционного регулирования свойств водных растворов / П.П.Лошицкий, Д.Ю.Минзяк // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып.170. – С. 112 – 117.

Исследовано влияние электромагнитного излучения крайне низкой интенсивности, модулируемого раствором перекиси водорода, на жизнедеятельность микроорганизмов. Показана возможность использования изменения свойств электромагнитной волны при взаимодействии с веществом для дистанционного определения концентрации и регулирования свойств водных растворов.

Табл. 2. Ил. 3. Библиогр.: 3 назв.

УДК.544.032

Дослідження можливостей використання електромагнітного випромінювання міліметрового діапазону довжин хвиль для дистанційного регулювання властивостей водних розчинів / П.П.Лошицький, Д.Ю. Минзяк // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 112 – 117.

Досліджено вплив електромагнітного випромінювання вкрай низької інтенсивності, модульованого розчином перекису водню, на життєдіяльність мікроорганізмів. Показана можливість використання зміни властивостей електромагнітної хвилі при взаємодії з речовиною для дистанційного визначення концентрації та регулювання властивостей водних розчинів.

Табл. 2. Іл. 3. Бібліогр.: 3 назви.

UDC.544.032

Investigation into the use of millimeter wavelengths electromagnetic radiation for remote control of water solutions properties / P.P.Loshitskiy, D.Y. Mynziak // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 112 – 117.

The action of extremely low-intensity electromagnetic radiation modulated with a hydrogen peroxide solution on the microorganisms life is investigated. The possibility to change properties of electromagnetic wave interaction with a matter for remote estimation of concentration and control of aqueous solutions properties is shown.

2 tab. 3 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.391

Метод распределения длин волн в сетях DWDM с использованием эвристического алгоритма BCO-RWA / Д.В. Агеев, А.А. Переверзев // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып.170. – С. 118 – 126.

Проведен анализ существующих методов решения задачи выбора маршрутов и назначения маршрутам распределения длин волн. Разработан метод решения задачи выбора маршрутов и назначения маршрутам распределения длин волн, который базируется на мета-эвристическом алгоритме BCO-RWA.

1 табл. 4 рис. Библиогр.: 12 назв.

УДК 621.391

Метод розподілу довжин хвиль в мережах DWDM з використанням мета-евристичного алгоритму BCO-RWA / Д.В. Агеев, О.А. Переверзев // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 118 – 126.

Проведено аналіз існуючих методів рішення задачі вибору маршрутів і призначення маршрутам розподілу довжин хвиль. Розроблено метод розв'язання задачі вибору маршрутів і призначення маршрутам розподілу довжин хвиль, який базується на мета-евристичному алгоритмі BCO-RWA

1 табл. 4 іл. Бібліогр.: 12 назв.

UDC 621.391

The method for distribution of wavelengths in DWDM networks using meta-heuristic BCO-RWA / D.V. Ageyev, A.A. Pereverzev // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 118 – 126.

The analysis of existing methods for solving the problem of the routes choice and route assignments to wavelengths distribution is carried out. The method for solving the problem of the choice of routes and route assignments distribution of wavelengths, which is based on a meta-heuristic algorithm BCO-RWA is developed.

1 tab. 4 fig. Ref.: 12 items.

УДК 621.396.1: 621.396.9

Обнаружение и измерение параметров сигналов в параллельных системах обработки / А.И.Литвин-Попович // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 170. – С. 127 – 133.

Рассмотрено решение задачи обнаружения сигнала с априорно неизвестными параметрами с помощью параллельного корреляционного или фильтрового приемника, а также оценивание параметров такого сигнала. Применение параллельных вычислительных устройств – многоядерных универсальных и графических процессоров – позволяет реализовать решение этой задачи с большим числом каналов и сохранить требуемый темп выдачи результатов.

Ил. 8. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.396.1: 621.396.9

Виявлення та вимірювання параметрів сигналів в паралельних системах обробки / А.І.Литвин-Попович // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 127 – 133.

Розглянуто задачу виявлення сигналу з априорно невідомими параметрами за допомогою багатоканального кореляційного чи фільтрового приймача, а також питання оцінювання параметрів такого сигналу. Використання паралельних обчислювальних пристроїв – багатоядерних універсальних та графічних процесорів – дозволяє реалізувати подібний приймач з великою кількістю каналів та зберегти потрібний темп отримання результатів.

Іл. 8. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.396.1: 621.396.9

Detection and parameter estimation of signals in parallel processing systems / A.I.Lytvyn-Popovych // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 127 – 133.

Problem of signal detection has been discussed with an emphasis on a situation when some signal parameters are not known a priori. This problem can be solved with a multi-channel correlator or a filter receiver. Question of estimation of an a priori unknown signal parameter have been discussed. Usage of parallel computing devices – multicore universal and graphical processors (GPU) – makes it possible to create such receiver with a high number of parallel channels while sustaining required rate of results.

8 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.372.88

Моделирование волноводного турникетного соединения с выходом на квадратном волноводе для антенны радара некогерентного рассеяния / Я.Н.Чепурный, С.В. Черняев, И.Б. Складов // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 170. – С. 134 – 138.

Рассмотрена конструкция турникетного соединения с выходом на квадратном волноводе. Проведено его компьютерное моделирование, оптимизированы размеры согласующего устройства и определены основные характеристики. Предложено использование рассмотренного соединения в качестве поляризатора и антенного коммутатора радара некогерентного рассеяния.

Ил. 10. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.372.88

Модельовання хвильоводного турнікетного з'єднання з виходом на квадратному хвильоводі для антени радара некогерентного розсіяння / Я.М.Чепурний, С.В. Черняев, І.Б. Складов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 134 – 138.

Розглянуто конструкцію турнікетного з'єднання з виходом на квадратному хвильоводі. Проведено його комп'ютерне модельовання, оптимізовані розміри узгоджуючого пристрою та визначені основні характеристики. Запропоновано використання розглянутого з'єднання в якості поляризатора та антенного комутатора радара некогерентного розсіяння.

Іл. 10. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.372.88

Simulation of a waveguide turnstile connection with a square waveguide output for the incoherent scatter radar antenna / Ya. M. Chepurnyy, S.V. Chernyayev, I.B. Sklyarov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 134 – 138.

The computer simulation of the turnstile connection with a square waveguide output has been carried out. The matching unit dimensions have been optimized, and the main characteristics have been obtained. The use of the connection as a polarizer and antenna switch for incoherent scatter radar is proposed.

10.fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.3.049.77

Исследование параметров многозондового подключающего устройства для контроля электронных компонентов / И.Ш. Невлюдов, И.В. Жарикова // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 170. – С. 139 – 142.

Рассмотрены вопросы, связанные с исследованием параметров многозондового подключающего устройства для контроля электронных компонентов с матричными шариковыми выводами. Приведены результаты измерения переходных сопротивлений в зоне контакта, а также сопротивлений проводников прижимающей пластины устройства контроля. Полученные результаты позволяют определить необходимое давление прижатия полиимидного шлейфа к контролируемым компонентам, а также убедиться в однородности спроектированной топологии устройства контроля.

Ил. 7. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.3.049.77

Дослідження параметрів багатозондового підмикального пристрою для контролю електронних компонентів / І.Ш. Невлюдов, І. В. Жарікова // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 139 – 142.

Розглянуто питання, пов'язані з дослідженням параметрів багатозондового підмикального пристрою для контролю електронних компонентів з матричними кульковими выводами. Наведено результати вимірювання перехідних опорів у зоні контакту, а також опорів провідників гнучкої притискної плати пристрою контролю. Отримані результати дозволяють визначити необхідний тиск притискання поліамідного шлейфа до контрольованих компонентів, а також переконатися в однорідності спроектованої топології пристрою контролю.

Іл. 7. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.3.049.77

The research of parameters of multiprobes connecting device for electronic components testing / I. Sh. Nevlyudov, I. V. Zharikova // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 139 – 142.

The problems associated with research into parameters of the multiprobes connecting device for BGA electronic components testing are considered. The results of measurements of the contact resistances and resistances of wires on the flexible connecting board are presented. The received results make it possible to define the needed clamping pressure of a polyamide flexible connecting board to the unit under test and also to be convinced of the uniformity of the testing device designed topology.

7 fig., Ref.: 4 items.

УДК 624.315.21

Влияние технологических режимов операции ультразвуковой сварки на надежность монтажных соединений / А.В. Пономарева, В.В. Невлюдова // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 170. – С. 143 – 148.

Освещен процесс построения математической модели технологической операции УЗ-микросварки и оптимизации его параметров с использованием методов факторного анализа. Полученная модель позволит повысить качество сварных микросоединений и снизить уровень брака.

Табл. 5. Библиогр.: 6 назв.

УДК 624.315.21

Вплив технологічних режимів операції ультразвукового зварювання на надійність монтажних з'єднань / Г.В. Пономарьова, В.В. Невлюдова // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 143 – 148.

Висвітлено процес побудови математичної моделі технологічної операції УЗ-мікрозварювання і оптимізації його параметрів з використанням методів факторного аналізу. Отримано модель дозволить підвищити якість зварних мікроз'єднань і знизити рівень браку.

Табл. 5. Бібліогр.: 6 назви.

UDC 624.315.21

The ultrasonic welding operations technological regimes impact on the process connections reliability / A.V. Ponomareva, V.V. Nevlyudov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 143 – 148.

The constructing process of ultrasonic microwelding technological operation mathematical model and optimization of its parameters using the methods of the factor analysis are elucidated. The obtained model will make it possible to improve the quality of the welded microbonds and to decrease the faults level.

5 tab. Ref.: 6 items.

УДК 537.86

Резонансные свойства металлодиэлектрической пластины в волноводе / С.А. Арсеничев, Д.А. Поletaев, Н.И. Слипченко, В.В. Старостенко, Е.П. Таран, А.А. Шадрин // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 170. – С. 149 – 153.

Проведен цикл экспериментальных и теоретических исследований свойств металлодиэлектрической пластины в волноводе. Установлены влияние размеров пластины и ее расположение в сечении волновода на резонансные свойства. Получена достаточно хорошая корреляция экспериментальных данных с численными расчетами.

Ил. 7. Библиогр.: 6 назв.

УДК 537.86

Резонансні властивості метало діелектричної пластини у хвилеводі / С.П. Арсеничев, Д.О. Полетаєв, М.І Слипченко, В.В. Старостенко, Є.П. Таран, А.О. Шадрін // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 149 – 153.

Проведено цикл експериментальних та теоретичних досліджень властивостей металодіелектричної пластини у хвилеводі. Встановлено вплив розмірів пластини та її розташування у перетині хвилеводу на резонансні властивості. Отримана досить хороша кореляція експериментальних даних з чисельними розрахунками

Іл. 7. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 537.86

Resonant properties of the metal dielectric plate in a waveguide / S.P. Arsenichev, D.A. Poletaev, N.I. Slipchenko, V.V. Starostenko, Ye.P. Taran, A.A. Shadrin // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 149 – 153.

The cycle of experimental and theoretical researches in the properties of the metal dielectric plate in the waveguide is carried out. The action of the plate size and its place in the waveguide section on the resonant properties is clarified. A sufficiently good correlation between the experimental data and the numeral calculations is obtained.

7 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.391.7

Оптимизация канала связи системы ММО / А.А. Кузнецов, А.И. Цопа // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 170. – С. 154 – 158.

Рассматривается способ построения беспроводной системы передачи информации с оптимизацией канала, описываемого кластерной моделью. Приведены результаты вычислений нескольких алгоритмов оптимизации, для вычисления целевой функции применена имитационная модель системы передачи информации. Исследования основаны на экспериментальных измерениях, а параметры системы приближены к стандарту IEEE 802.11n.

Ил. 6. Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.391.7

Оптимізація каналу зв'язку системи ММО / О.О. Кузнецов, О.І. Цопа // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 154 – 158.

Розглянуто спосіб побудови бездротової системи передачі інформації з оптимізацією каналу зв'язку, що описується кластерною моделлю. Наведені результати обчислень декількох алгоритмів оптимізації, для обчислення цільової функції було використано імітаційну модель систем передачі інформації. Дослідження базуються на експериментальних дослідженнях, а параметри система наближені до стандарту IEEE 802.11n.

Іл. 6. Бібліогр.: 10 назви.

UDC 621.391.7

Communication channel optimization in MIMO system / O. Kuznietsov, O. Tsopa // Radiotechnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 154 – 158.

Technique for digital MIMO communication system design using optimization algorithms is reviewed. Results of some optimization algorithms computing are shown. Imitational communication system model is used for the fitness function calculation. Investigations are based on experimental measurements and the simulated system parameters approach the requirements of IEEE 802.11n standard.

6 fig. Ref.: 10 items.

УДК 621.396.551.553

Модификация метода Ньютона применительно к решению координатно-трассовых задач пассивными автоматическими комплексами сопровождения воздушных целей / В.Н. Ткаченко, В.В. Коротков, Р.Л. Пантеев // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 170. – С. 159 – 163.

Рассматривается решение системы нелинейных дифференциальных уравнений, описывающих траекторию движения источника радиоизлучения на основе разницы временных задержек прихода сигнала на приемные станции. Изучены подходы к решению таких систем на основе различных модификаций метода Ньютона, учитывающих различные варианты сходимости и произведена оценка их эффективности.

Табл.1. Ил.2. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.396.551.553

Модифікація методу Ньютона стосовно вирішення координатно-трассових завдань пасивними автоматичними комплексами супроводу повітряних цілей / В.Н. Ткаченко, В.В. Коротков, Р.Л. Пантеев // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 159 – 163.

Розглядається вирішення системи нелінійних диференціальних рівнянь, що описують траєкторію руху джерела радіовипромінювання на основі різниці часових затримок приходу сигналу на приймальні станції. Вивчено підходи до розв'язку таких систем на основі різних модифікацій методу Ньютона, що враховують різні варіанти збіжності і вироблена оцінка їх ефективності.

Табл.1. Ил.2. Библиогр.: 4 назв.

UDC 621.396.551.553

Modification of Newton's method applied to the solution of coordinate-route tasks using the passive automatic complex for the air targets tracking / V.N. Tkachenko, V.V. Korotkov, R.L. Panteyev // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 159 – 163.

The solution of nonlinear differential equations describing the trajectory of the radiation source based on the difference of signal arrival time delay to the receiving stations is considered. Approaches to such systems on the basis of Newton's method various modifications, taking into account different options of convergence, are studied and their effectiveness is evaluated.

Table 1. Il.2. Refs.: 4 titles.

УДК 621.396.97

Повышение точности определения координат ИРИ пассивными системами при помощи измерения периода вращения АФС РЛС / В.Н. Ткаченко, В.В. Коротков, Е.К.Поздняков // Радіотехніка : Всеукр. межвід. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 170. – С. 164 – 171.

Рассмотрен метод определения дальности ИРИ на основе измерения разности времени прихода сигнала на станции комплекса за счет вращения АФС РЛС, установлена необходимая точность определения временных параметров системами пассивной локации, рассмотрены математические методы увеличения точности определения дальности.

УДК 621.396.97

Підвищення точності визначення координат ІРІ пасивними системами за допомогою вимірювання періоду обертання АФС РЛС / В.Н. Ткаченко, В.В. Коротков, Е.К.Поздняков // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 164 – 171.

Розглянуто метод визначення дальності ІРВ на основі обчислення різниці часу надходження сигналу на станції комплексу за рахунок обертання АФС РЛС, встановлена необхідна точність визначення часових параметрів системами пасивної локації, розглянуто математичні засоби підвищення точності визначення дальності.

UDC 621.396.97

A rise in accuracy of radio-frequency radiation source coordinates estimation using passive systems with the aid of measuring the rotation period of AFD radar / V.N. Tkachenko, V.V. Korotkov, E.K.Pozdyakov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 164 – 171.

The method for determining the range of a radio-frequency radiation source based on the measuring time differences of arrival at the station due to the rotation of the radar's antenna-feeder device is considered, the required accuracy of the passive location systems temporal parameters is established, mathematical methods for the increase in the range's definition accuracy are treated.

УДК 621.37:621.391

Исследование беспойскового цифрового метода спектрального корреляционно-интерферометрического радиопеленгования с двойной корреляционной обработкой / В. В. Ципоренко // Радіотехніка : Всеукр. межвід. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 170. – С. 172 – 179.

В результате исследований беспойскового цифрового метода спектрального корреляционно-интерферометрического пеленгования с двойной корреляционной обработкой получены аналитические оценки дисперсии погрешности пеленгования для условий большого и малого отношения сигнал/шум на входе пеленгационных каналов. Проведено имитационное моделирование работы пеленгатора и определено его основные точностные характеристики. Результаты аналитических расчетов и моделирования согласовываются и подтверждают возможность эффективного беспойскового корреляционно-интерферометрического пеленгования с использованием большой антенной базы. Показана целесообразность использования при спектральном анализе весовой функции «окна» Блэкмана.

Ил. 5. Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.37:621.391

Дослідження безпошукового цифрового методу спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з подвійним кореляційним обробленням / В. В. Ципоренко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 172 – 179.

В результаті досліджень безпошукового цифрового методу спектрального кореляційно-інтерферометричного пеленгування з подвійним кореляційним обробленням отримано аналітичні оцінки дисперсії похибки пеленгування для умов великого та малого відношення сигнал/шум на вході пеленгаційних каналів. Проведено імітаційне моделювання роботи пеленгатора та визначено його основні точнісні характеристики. Результати аналітичних розрахунків та моделювання узгоджуються і підтверджують можливість ефективного безпошукового кореляційно-інтерферометричного пеленгування з використанням великої антенної бази. Показано доцільність використання при спектральному аналізі вагової функції «вікна» Блекмана.

Ил. 5. Библиогр.: 10 назв.

UDC 621.37:621.391

Research into direct digital method for spectral correlation-interferometric radio direction-finding with double correlation processing / V. V. Tsymporenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 172 – 179.

The analytical estimations of direction finding assessment error dispersion are got for the conditions of large and small signal/noise ratio at the entrance of radio channels as a result of the conducted researches into the direct digital method of the spectral correlation-interferometric radio direction-finding with a double correlation processing. The imitation design of the direction finder operation is carried out and its basic exactness characteristics are got. The results of analytical calculations and design agree and confirm the possibility of effective direct correlation-interferometric direction-finding with the use of a large antenna base. Expedience of using the weight function of Blackman "window" at spectral analysis is demonstrated.

5 fig. Ref.: 10 items.

УДК 621.391

О взаимодействии сигнала модифицированной ФМ с частотно-избирательными устройствами / О.В. Рязанцев, М.В. Кулик, А.М. Сьянов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 180 – 184.

Проанализированы основные параметры сигнала ФМ с $\pm\pi/2$ фазовой врезкой и определены оптимальные условия его выделения с помощью частотно-избирательных устройств.

УДК 621.391

Про взаємодію сигналу модифікованої ФМ з частотно-вибірчими пристроями / О.В.Рязанцев, М.В.Кулик, О.М. С'янов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 180 – 184.

Проаналізовано основні параметри сигналу ФМ з $\pm\pi/2$ фазової врізкою та визначено оптимальні умови його виділення за допомогою частотно-вибірчих пристроїв.

UDC 621.391

On the interaction of the modified FM signal with frequency-selective devices / O. V. Ryazantsev, M.V. Kulik, A. M. Syanov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 180 – 184.

The basic parameters of the FM signal with $\pm\pi/2$ phase inset are analyzed and the optimal conditions of its release using frequency-selective devices are defined.

УДК 621.37:621.391

Исследование статистики пространственно-временных сигналов в оптико-электронных системах / Т.А.Стрелкова, Ю.И. Созонов, Ю.А. Яновский // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 185 – 188.

Проведен статистический анализ сигнальной и фоновой компонент изображения с целью определения закона распределения случайной величины. Найден вид аппроксимирующей функции закона распределения стохастических сигналов в процессе пространственно-временного преобразования в оптико-электронных системах. Это позволяет использовать известные параметры распределения для описания случайной величины и оптимизации алгоритмов преобразований изображений.

Ил. 3. Библиогр. : 11 назв.

УДК 621.37:621.391

Дослідження статистики просторово-часових сигналів в оптико-електронних системах / Т.О.Стрількова, Ю.І. Созонов, Ю.А. Яновський // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 185 – 188.

Проведено статистичний аналіз сигнальної та фонові компонент зображення з метою визначення закону розподілення випадкової величина. Знайдено вид апроксимуючої функції раз кону розподілу стохастичних сигналів в процесі просторово-часового перетворення оптико-електронних системах. Це дозволить використовувати відомі параметри розподілу для опису випадкової величини та оптимізації алгоритмів перетворення зображень.

Іл. 3. Бібліогр.: 11 назв.

УДК 621.37:621.391

Investigation of space-time signals statistics in optoelectronic systems / T.A.Strelkova, Yu.I. Sozonov, Yu.A. Yanovskiy // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 185 – 188.

Statistical analysis of signal and background components of an image is investigated with the aim of random value distribution law determination. The approximating function of the stochastic signal distribution law in the process of space-time transformation in optoelectronic systems is found. It allows using the known distribution parameters for a random value description and images transformations algorithm optimization.

3 fig. Ref.: 11 items.

УДК 621.396.001

Анализ алгоритма планирования радиосети на основе технологии LTE / Л.А.Токарь // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 170. – С. 189 – 193.

Показаны основные преимущества распространения мобильного ШПД при переходе на технологию следующего поколения LTE. Рассмотрены вопросы проектирования и анализ алгоритма планирования радиосети LTE.

Іл.4. Бібліогр.: 5 назв.

УДК 621.396.001

Аналіз алгоритму планування радіомережі на основі технології LTE / Л.О.Токар // Радиотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 189 – 193.

Показано основні переваги поширення мобільного ШПД при переході на технологію наступного покоління LTE. Розглянуто питання проектування і аналізу алгоритму планування радіомережі LTE.

Іл.4. Бібліогр.: 5 назви

UDC 621.396.001

Analysis of the radio network algorithm scheduling on the basis of LTE technology / L.A.Tokar // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 189 – 193.

The basic advantages of the mobile SHPD distribution in transition to the LTE next generation technology are shown. The problems of design and analysis of the LTE radio network scheduling algorithm are considered.

4 fig. Ref.: 5 items.

УДК 681.326

Использование граничного сканирования при тестопригодном проектировании цифровых устройств / А.Б.Биньковская, В.Г. Котух, М.А. Мирошник, С.Н. Селевко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 170. – С. 194 – 203.

Проведен анализ использования методов граничного сканирования для тестопригодного проектирования цифровых устройств. Предложено использовать средства тестирования JTAG для разработки специализированных стендов функционального тестирования. Показано, что использование JTAG-тестов снижает затраты и время тестирования.

Іл. 2. Бібліогр.: 8 назв.

УДК 681.326

Використання граничного сканування при тестопридатном проектуванні цифрових пристроїв / А.Б. Биньковська, В.Г. Котух, М.А. Мирошник, С.М. Селевко // Радиотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 194 – 203.

Проведено аналіз використання методів граничного сканування для тестопридатного проектування цифрових пристроїв. Запропоновано використовувати засоби тестування JTAG для розробки спеціалізованих стендів функціонального тестування. Показано, що використання JTAG-тестів знижує витрати і час тестування.

Іл. 2. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 681.326

Application of boundary scanning to digital devices testable design / A.B. Binkovska, V.G. Kotuh, M.A. Miroshnik, S.N. Selevko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 194 – 203.

Application of boundary scanning methods to digital devices testable design is carried out. It is offered to use the JTAG test tools to develop custom functional test stands. It is shown that the use of JTAG-test reduces the cost and time of testing.

2 fig. Ref.: 8 items.

УДК 629.3.072:621.396.967.2

Информационно-диспетчерская система автотранспортного предприятия CarTrace на основе GPS-технологий / В.С. Есильевский, В.И. Губочкин // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 170. – С. 204 – 209.

Рассмотрены основные организационные и технические проблемы, связанные с повышением эффективности работы автотранспортного предприятия, и пути их решения путем внедрения недорогой, быстро окупаемой информационно-диспетчерской системы на основе GPS-технологий.

Библиогр.: 3 назв.

УДК 629.3.072:621.396.967.2

Інформаційно-диспетчерська система автотранспортного підприємства CarTrace на основі GPS-технологій / В.С. Єсильєвський, В.І. Губочкін // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 204 – 209.

Розглянуто основні організаційні та технічні проблеми, пов'язані з підвищенням ефективності роботи автотранспортного підприємства, та методи їх вирішення шляхом впровадження недорогих інформаційно-диспетчерських систем на основі GPS-технологій.

Бібліогр.: 3 назви.

UDC 629.3.072:621.396.967.2

Information and dispatch system of the CarTrace transport company based on the GPS technology / V.S. Yesilevsky, V.I. Gubochkin // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 204 – 209.

The major organizational and technical problems associated with increasing the efficiency of trucking companies are discussed, methods of their solution through the introduction of low-cost, quick-payback information and dispatch system based on GPS-technology are considered.

Ref.: 3 items.

УДК 621.396.96

Учет канальных погрешностей пассивной системы синхронизации времени и частоты при использовании сигналов геостационарных ИСЗ / Ю.А. Коваль, А.А. Костыря, С.Ю. Приймак, С.А. Плехно, Х.Х. Асаад // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 170. – С. 210 – 216.

Работа посвящена учету канальных погрешностей пассивной системы синхронизации времени и частоты, обусловленных нутациями геостационарных искусственных спутников Земли и неоднородностями ионосферной задержки распространения радиосигналов. Существенно компенсировать влияние нутаций спутников удастся за счет использования модели их суточных перемещений. Для введения ионосферных поправок используются известные модели Klobuchar и IONEX.

Ил. 5. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.396.96

Врахування канальних похибок пасивної системи синхронізації часу і частоти при використанні сигналів геостационарних ІСЗ / Ю.О. Коваль, О.О. Костиря, В.Ю. Приймак, С.О. Плехно, Х.Х. Асаад // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 170. – С. 210 – 216.

Роботу присвячено питанням врахування канальних похибок пасивної системи синхронізації часу та частоти, які зумовлені нутаціями геостационарних штучних супутників Землі і неоднорідностями іоносферної затримки розповсюдження радіосигналів. Суттєво компенсувати вплив нутацій супутників можливо за рахунок використання моделі їх добового переміщення. Для введення іоносферних поправок використовуються відомі моделі Klobuchar та IONEX.

Іл. 5. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.396.96

Allowance for channel instability of passive synchronization system of time and frequency using geostationary satellites / Y. A. Koval, A. A. Kostyrja, V.Y. Pryimak, S. A. Plehno, Khalid-H-Asaad // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – №170. – P. 210 – 216.

Channel errors of the passive synchronization system of time and frequency caused by the nutation of geostationary satellites and irregularities ionospheric propagation delay of radio signals are considered. It has been possible to compensate significantly the satellite nutation action using the models of their daily movements. Famous models Klobuchar and IONEX are used for the introduction of ionospheric corrections.

5 fig. Ref.: 7 items.