621.396(06)
Р15

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

РАДИОТЕХНИКА

Всеукраинский межведомственный научно-технический сборник

ТЕМАТИЧЕСКИЙ ВЫПУСК

К 90-летию Я. С. Шифрина

Основан в 1965 г.

ВЫПУСК 161

Радиотехника
621.396(06) Р15
824628
НБ ХНУРЕ 40.00

Харків
Харківський національний
університет радіоелектроніки
2010

УДК 621.3

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: главный редактор *В.М. Шокало*, д-р техн. наук, проф.; зам. главного редактора *А.И. Лучанинов*, д-р физ.-мат. наук, проф.; ответственный секретарь *Ж.Ф. Пащенко*, канд. техн. наук, проф.; *В.М. Ажажа*, академик НАН Украины; *И.Д. Горбенко*, д-р техн. наук, проф.; *Ю.Е. Гордиенко*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *А.И. Довбня*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *В.В. Конин*, д-р техн. наук, проф.; *А.А. Коноваленко,* академик НАН Украины; *Н.И. Кравченко*, д-р техн. наук, проф.; *В.М. Кузмичев*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *Л.Н. Литвиненко*, академик НАН Украины; *И.М. Неклюдов*, академик НАН Украины; *А.Г. Пащенко*, канд. физ.-мат. наук, доцент; *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.; *Я.С. Шифрин*, д-р техн. наук, проф.; *С.Н. Шостка*, д-р техн. наук, проф.

Ответственный за выпуск д-р физ.-мат. наук, проф. *А.И. Лучанинов*

Рекомендовано Ученым советом Харьковского национального университета радиоэлектроники, протокол №47 от 28.06. 2010.

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

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

Перепечатка и использование материалов в любой форме возможны только с согласия редколлегии

© Харківський національний університет радіоелектроніки, 2010

СОДЕРЖАНИЕ

Я.С. Шифрин К сорокалетию статистической теории антенн 6

А.И. Лучанинов, Д.С. Гавва, Е.В. Крикун, Ю.В. Скорикова Математическая модель реконфигурируемых антенн 25

А.Г. Шубов О некоторых подходах к созданию систем беспроводной передачи энергии 37

И.С. Фалькович, А.А. Коноваленко, А.А. Гридин, Л.Г. Содин, И.Н. Бубнов, Н.Н. Калиниченко, С.Л. Рашковский, Д.В. Муха, А.П. Резник Широкополосный высоколинейный активный диполь для низкочастотной радиоастрономии 52

В.А. Усин, В.И. Марков, С.В. Помазанов, А.В. Усина, А.Б. Филоненко Проблемные вопросы технологии настройки и калибровки ФАР 64

А.А. Желанов, А.А. Жалило, В.М. Шокало Дифференциальный метод и алгоритмы высокоточного позиционирования с использованием фазовых GPS наблюдений разностной частоты 72

И. Е. Антипов, А. А. Костыря, М. А. Шернин Моделирование характеристик метеорного радиоканала для формирования случайных числовых последовательностей 82

А.И. Цопа Критерии оценки и пути повышения защищенности каналов связи цифровых систем передачи информации на физическом уровне 87

Л.А. Власенко, А.Г. Руткас О математическом моделировании переходных процессов в нелинейных цепях с распределенными и сосредоточенными параметрами 97

Л.А. Власенко, А.Г. Руткас Переходные процессы в цепях с диспергирующими многопроводными линиями передачи 105

А.В. Усина, С.В. Помазанов Применение многоканального зонда для измерения параметров современных антенных систем 115

Ю.Б. Гимпилевич, И.Б. Широков, С.Н. Поливкин Обобщенная математическая модель гомодинного преобразователя частоты при дискретном изменении фазы зондирующего сигнала 119

К.С. Васюта Анализ свойств α-стабильных (мультифрактальных) процессов в псевдофазовом пространстве с использованием BDS статистики 126

С. П. Гулин Характеризация реактивных нелинейных схемных элементов на основе концепции управляемого динамического насыщения 131

В. А. Дорошенко, Ю. Д. Шимук Рассеивание поля точечного монохроматического источника полупрозрачным биконусом 143

А. М. Иваницкий, М. В. Рожновский Исследование пьезокерамических резонаторов при экспосинусоидальном воздействии 149

В.М. Карташов, А.В. Волох Анализ тел неопределенности простых зондирующих сигналов радиоакустических систем 157

В.М. Карташов. С.В. Пащенко Исследование форм представления тел рассеяния 163

А.Ю. Панченко О теоретической калибровке сорбционных резонаторных гигросенсоров СВЧ диапазона 171

В.Г. Котух, В.И. Степаненко, Д.А. Кливенкова, О.Е. Деменко Технологические основы герметизации и контроля герметичности корпусов датчиков из алюминиевых сплавов микроплазменной и лазерной сваркой 177

И.Н. Бондаренко, Ю.С. Васильев, А.С. Жижирий, А.Л. Ищенко Измеритель АЧХ элементов СВЧ тракта милиметрового диапазона 181

РЕФЕРАТЫ 186

CONTENT

J.S. Shifrin To the fortieth anniversary of the statistical antenna theory 6

A.I. Luchaninov, D.S. Gavva, E.V. Krikun, J.V. Skorikova Mathematical model of reconfigurable antennas 25

A.G. Shubov About some approaches to creating systems for wireless power transfer 37

I.S.Falkovich, A.A. Konovalenko, A.A. Gridin, L.G. Sodin, I.N. Bubnov, N.N. Kalinichenko, S.L. Rashkovskii, D.V. Mukha, A.P. Reznik Wide-band high linearity active dipole for low frequency radio astronomy 52

V.A. Usin, V.I. Markov, S. V. Pomazanov, A. V. Usina. A. B. Filonenko Problematic questions of phased antenna arrays adjustment and calibration 64

A.A. Zhelanov, A.A. Zhalilo, V.M. Shokalo Differential method and algorithms of high-precision positioning using Wide Lane GPS carrier-phase combination 72

I. E. Antipov, A.A. Kostyrja, M. A, Shernin Simulation of the meteor radio channel characteristics for random numerical sequence formation 82

O. I. Tsopa Evaluation criteria and ways to rise the communication channels security of digital information transmission systems at the physical level 87

L.A. Vlasenko, A.G. Rutkas On mathematical modeling of transient states in nonlinear chains with distributed and lumped parameters 97

L.A.Vlasenko, A.G. Rutkas Transient states in circuits with dispersive multiconductor transmission lines 105

A.V. Usina, S.V. Pomazanov Application of the space distributed probes system for phased array measurements 115

Yu.B. Gimpilevich, I.B. Shirokov, S.N. Polivkin The generalized mathematical model of homodyne frequency converter at discrete change of probe signal's phase 119

C.S. Vasuta The analysis of α-stable (multifractal) processes properties in a pseudo-phase space using BDS statistics 126

S.P. Gulin Characterization of reaction nonlinear scheme elements based on the guided run-time saturation concept 131

V. A. Doroshenko, Y.D. Shimuk The monochromatic point source filed scattering from the semitransparent bicone 143

A. M. Ivanitskiy, M. V. Rozhnovskiy Research into piezoceramic resonators under exposinusoidal excitation 149

V.M. Kartashov, A.V. Volokh Analysis of uncertainty bodies of radioacoustic systems simple probing signals 157

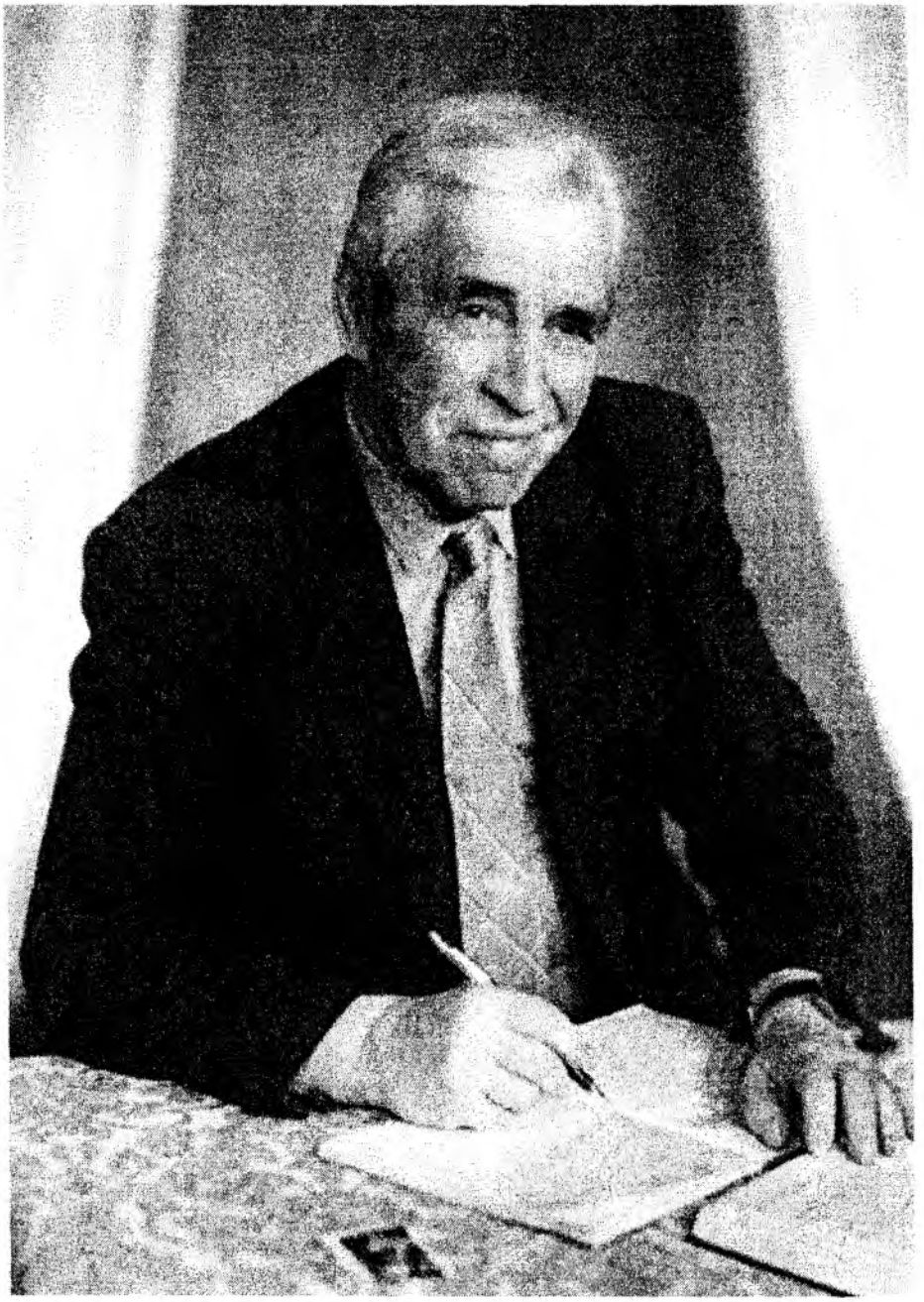
V.M.Kartashov, S.V.Pashchenko Research of the forms of dispersion function presentation 163

A.Yu. Panchenko On theoretical calibration of sorption resonator microwave hygrometric sensors 171

V.G. Kotukh, V.I. Stepanenko, D.A. Klivenkova, O.E.Demenko Technological foundations of pressurization and control of tightness of sensor casing made of the aluminium alloys performed by microplasma and laser welding 177

I.N. Bondarenko, Yu.S. Vasiliev, A.S. Zhizhiriy, A.L. Ishenko Amplitude frequency characteristic meter for the microwave elements of the mm wave range 181

ABSTRACTS 186



Настоящий выпуск посвящен 90-летию заслуженного деятеля науки и техники Украины, лауреата премии им. А. С. Попова, доктора технических наук, профессора Якова Соломоновича Шифрина.

Яков Соломонович – всемирно известный ученый, внесший фундаментальный вклад в ряд направлений современной радиофизики и антенной техники. Работы Якова Соломоновича являются достоянием современной теории антенн. Они получили признание как у нас в стране, так и за рубежом. Президиумом АН СССР ему присуждена премия им. А. С. Попова за работы в области СТА, внесшие фундаментальный вклад в теорию и технику антенн.

В 1998 г. он избран действительным членом Международного общества инженеров электриков (the IEEE Fellow) с формулировкой «За фундаментальный вклад в теорию и технологию антенн».

На протяжении нескольких десятилетий Яков Соломонович является членом редколлегии нашего сборника. Редакционная коллегия от всей души поздравляет Якова Соломоновича со славным юбилеем и желает ему крепкого здоровья, долгих лет жизни, новых научных свершений и неиссякаемого оптимизма.

УДК 621.396.67

Я.С. ШИФРИН, д-р техн. наук, проф.

К СОРОКАЛЕТИЮ СТАТИСТИЧЕСКОЙ ТЕОРИИ АНТЕНН

В настоящем обзоре в сжатом виде излагаются динамика развития СТА за сорок лет с момента ее зарождения в 1970 г., современное состояние этой теории, области ее применения.

1 Сущность и содержание СТА

Статистическая теория антенн (СТА) – это теория антенн со случайными источниками. Случайными могут быть: амплитуда, фаза, поляризация источников, их число и пространственное положение, размеры и форма излучающей апертуры и т.д. Конкретный механизм, порождающий флуктуации (ошибки) источников, может быть различным. В одних случаях они возникают внутри антенны. В других случаях они связаны с внешними факторами, например, с условиями распространения волны, падающей на антенну. Соответственно говорят о «внутренних» и «внешних» механизмах происхождения флуктуаций. Примеры этих механизмов показаны на рис. 1. Несмотря на различие рассмотренных примеров, суть одна и та же – мы имеем антенну, распределение поля в апертуре которой является случайным. Простейшими параметрами случайного поля могут служить дисперсия («амплитуда») флуктуаций (ошибок) случайного поля и их пространственный радиус корреляции ρ (рис. 1).

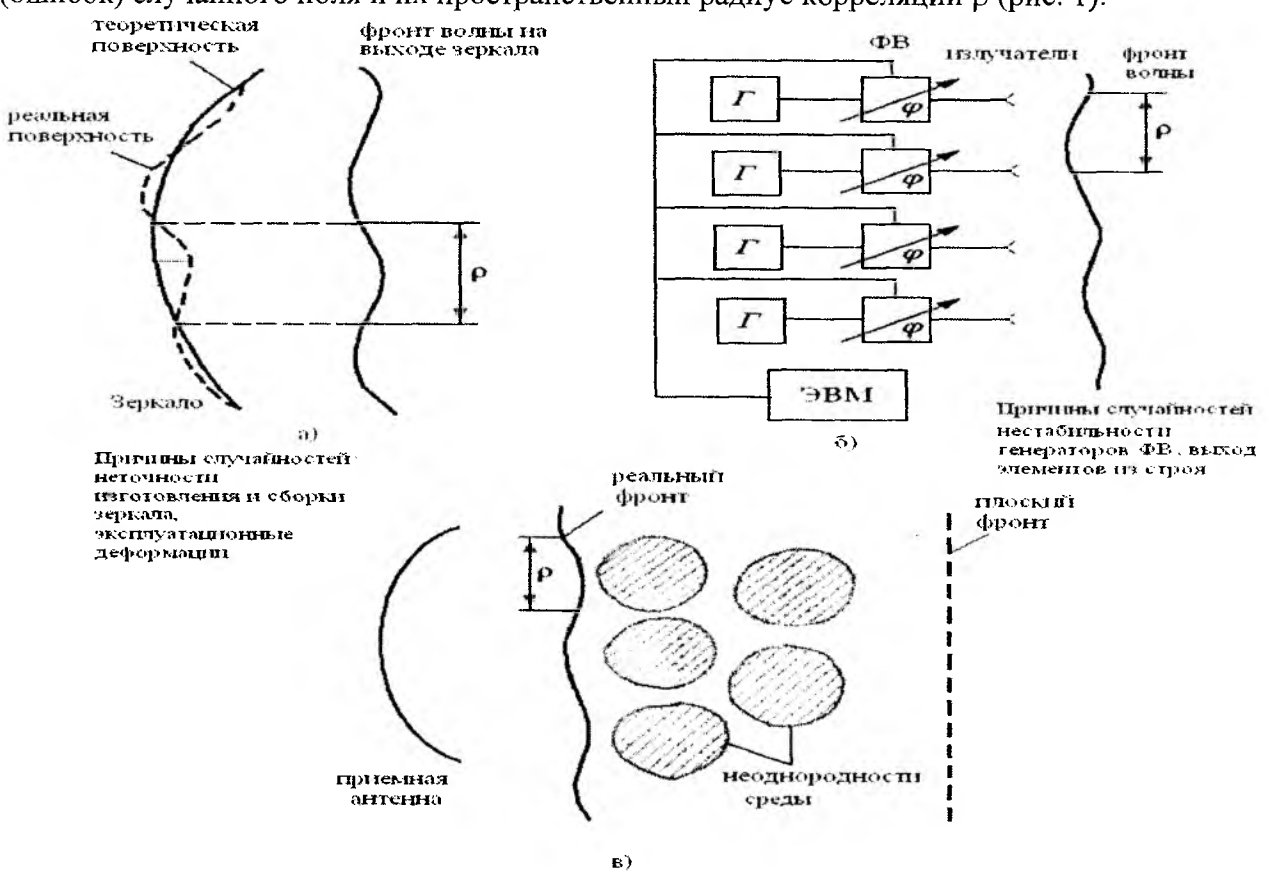


Рис. 1

Приведенные примеры иллюстрируют также и то, что при статистическом подходе к изучению характеристик антенн следует различать статистику по ансамблю (семейству) однотипных антенн и статистику во времени отдельной антенны. В первом случае изучается разброс характеристик однотипных антенн по ансамблю. Причинами такого рода разброса

могут быть неточности изготовления антенн, неоднородности материала, из которого они изготовлены, и т.д.

Во втором случае рассматривается разброс по времени характеристик одной и той же антенны. Причинами подобного разброса могут быть нестабильности параметров элементов антенны, эксплуатационные деформации, изменение параметров среды распространения волны и т.д.

Наличие случайностей в антенне ухудшает ее характеристики, ограничивает их предельно достижимые значения. Это в особой мере проявляется в крупных антеннах. А такие антенны очень дороги (порою стоимость их составляет пятьдесят и более процентов от общей нередко многомиллионной стоимости крупной РТС или радиотелескопов). Поэтому очень важно знать причины и характер случайностей в них, каково их влияние на параметры антенны, уметь синтезировать антенны с учетом присутствующих в них случайностей, знать возможности ослабления их влияния. Решение комплекса этих вопросов и составляет предмет СТА.

Как и в обычной (детерминированной) теории антенн в СТА можно выделить два больших раздела, посвященных соответственно решению прямых и обратных задач (рис. 2).

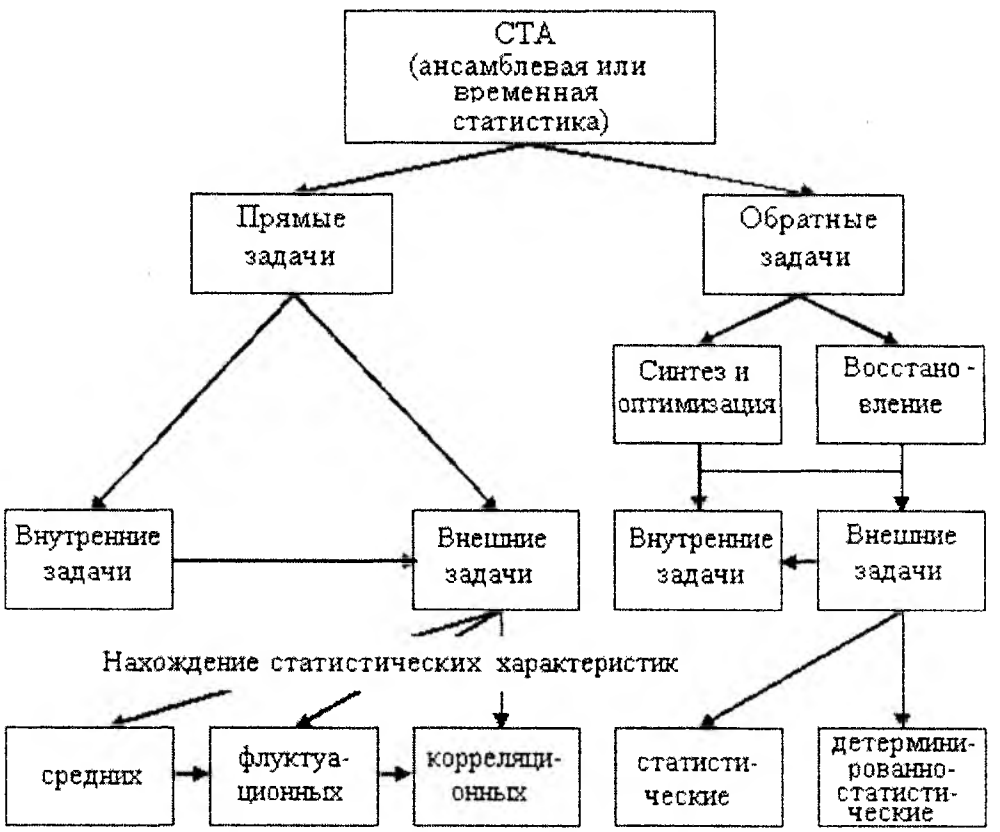


Рис. 2

Прямая задача состоит в определении статистики поля антенны по заданной ее структуре – конструкции и условиям возбуждения, механизму происхождения флуктуаций тока или поля в антенне. Обычно эта задача разбивается на две решаемые независимо – внутреннюю и внешнюю. Цель решения внутренней задачи – нахождение статистики распределения источников в антенне, в простейшем случае, дисперсии флуктуаций случайного поля α и их радиуса корреляции ρ. После их нахождения мы переходим к решению внешней задачи, которая заключается в отыскании статистики поля антенны по найденным или заданным α и ρ. Обычно изучают три группы статистических характеристик: средние значения характеристик (параметров) антенны, их флуктуации и корреляционные свойства поля антенны. Последние характеризуют связь поля антенны в смежных точках пространства.

Обратная задача СТА имеет своей целью определение статистической структуры антенны по заданной статистике поля ее излучения. Обратные задачи могут быть сформулированы как задачи синтеза (оптимизации) и как задачи восстановления. Подобно прямым задачам обратные задачи также делятся на внутреннюю и внешнюю, но последовательность их решения, по сравнению с прямыми задачами, обратная. Вначале решается внешняя задача. Цель ее решения в задачах синтеза – найти статистику распределения источников в антенне, обеспечивающую оптимальные, в том или ином смысле заданные статистические характеристики поля излучения антенны. В задачах восстановления требуется по известной (измеренной) статистике поля излучения антенны определить, что ее «породило», то есть какая статистика источников в антенне имеет место. После решения внешней задачи решению подлежит внутренняя задача. В задачах синтеза цель ее решения – определить структуру антенны, которая обеспечит требуемое (найденное в ходе решения внешней задачи) распределение источников в антенне. В задачах восстановления внутренняя задача имеет своей целью установить, какому состоянию антенны (или каким параметрам среды распространения волн) отвечает найденная в ходе решения внешней задачи статистика источников в антенне.

2. Становление СТА и ее состояние к началу 70-х годов XX века

Статистическая теория антенн берет свое начало от статистической теории допусков 50-х годов. Наиболее известными из этих работ являются работы Рузе [1] и Робье [2]. В этих работах рассматривалось влияние неточностей изготовления поверхности зеркальных антенн (ЗА) на их характеристики. Основное внимание уделялось изучению средних диаграмм направленности (ДН) и среднего коэффициента направленного действия (КНД). Поскольку рассмотрение велось с позиций теории допусков, то случайные ошибки в амплитудно-фазовом распределении (АФР) поля полагались малыми. Радиус корреляции их также полагался малым по сравнению с размерами антенны. Эти допущения существенно ограничивали значимость полученных результатов, область их применимости. Тем не менее, уже на этом начальном этапе было установлено, что случайности в антенне приводят к «размыванию» ДН, снижению ее КНД, повышению уровня бокового излучения (УБИ).

С течением времени актуальность изучения вопросов о влиянии случайностей в антеннах на их характеристики резко усилилось. Это было обусловлено, прежде всего, существенным повышением требований к характеристикам радиотехнических устройств, используемых в радиолокации, космической связи, радиоастрономии т.д. Стремление улучшить характеристики радиотехнических устройств нашло свое отражение в увеличении электрических размеров антенн и внедрении в практику сложных многоэлементных ФАР. С увеличением электрических размеров антенн и усложнением их конструкций усилилась роль различных факторов, порождающих случайности в антенне. Помимо неточностей изготовления ЗА возникла необходимость учитывать неточности сборки этих антенн, выполняемых зачастую из отдельных панелей, деформации структуры, поддерживающей зеркало, случайные эксплуатационные деформации – весовые, ветровые, температурные, радиусы корреляции которых уже нельзя считать малыми.

Для сложных многоэлементных ФАР (особенно активных) характерно наличие многих источников случайных ошибок. В их числе – неточности изготовления, нестабильности параметров элементов решетки, схемы возбуждения и обработки сигналов, выход элементов из строя и т.п. Без учета влияния этих случайностей нельзя правильно спроектировать ФАР. Так как крупные ЗА и ФАР чрезвычайно дороги, то вопросы, связанные с оценкой влияния случайностей на характеристики крупных ЗА и ФАР, возможности ослабления этого влияния при выборе конструкции антенны и в процессе ее эксплуатации приобрели первостепенное значение. Все это побудило нас, начиная с 1959 г., провести серию исследований, направленных на построение достаточно общей статистической теории влияния случайностей на характеристики антенн, пригодной при произвольных значениях дисперсии флуктуаций и их радиусов корреляции. Прямым толчком к этому явилось четкое осознание нами того, что

причиной появления случайностей в апертуре антенны могут быть и «внешние» механизмы. Типичный пример – работа приемной антенны на линиях дальнего тропосферного распространения радиоволн (ДТР), исследованием которого мы активно занимались в 50 - 60 годы. В этом случае (рис. 3) прямой луч передающей антенны в приемную антенну не попадает, и поле в апертуре последней, создаваемое неоднородностями в рассеивающем объеме, зачастую имеет резко флуктуационный характер.

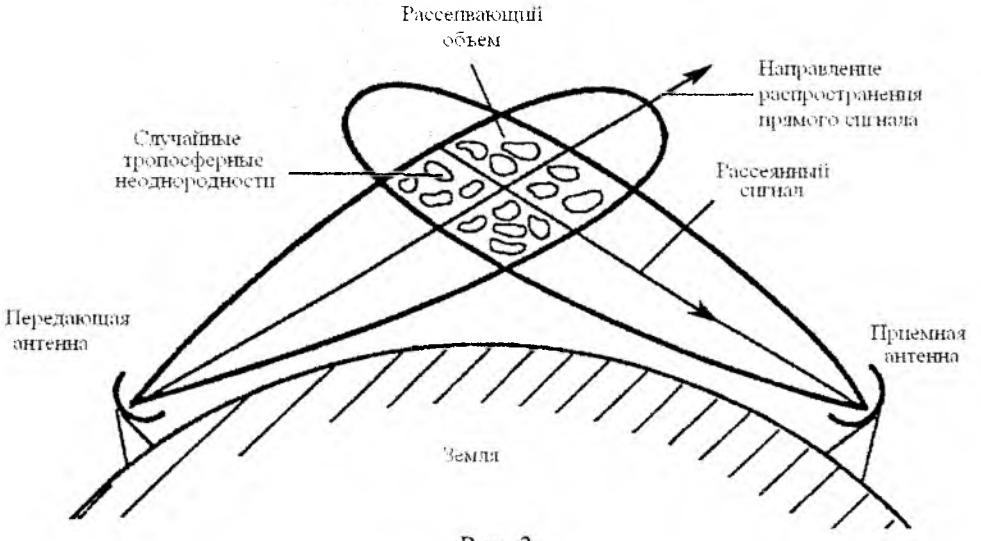


Рис. 3

При этом параметры антенны существенно искажены по сравнению со случаем, когда фронт волны в антенне плоский. Мы экспериментально получали [3] потери КНД приемной антенны в 6 - 8 *дБ*, расширение ДН в два-три раза, нередко наблюдались даже развалы мгновенных ДН (рис. 4)[1].

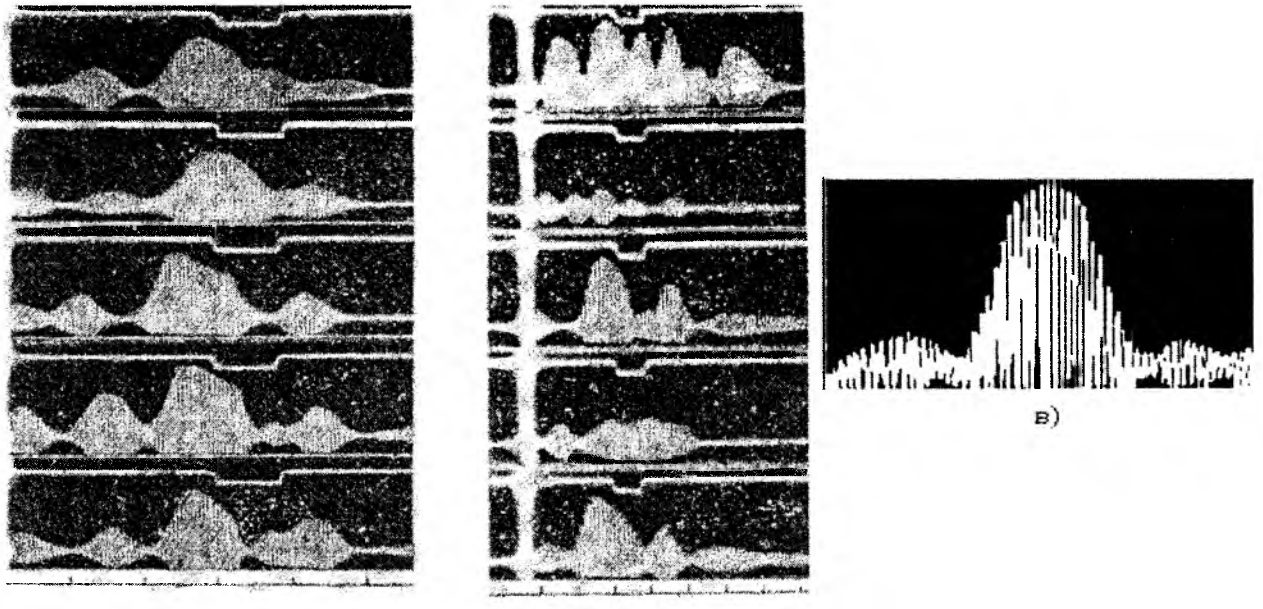


Рис. 4

[1] Под мгновенными ДН (МДН) при ДТР понимаются [3] ДН приемной антенны снятые за время, при котором поле у приемной антенны можно считать «замороженным».

Сходная с ДТР ситуация имеет место и в системах дистанционного зондирования атмосферы (ДЗА), использующих в качестве информационного сигнала поле, отраженное от турбулентной атмосферы. Заметные искажения поля в апертуре приемной антенны имеют место также и на линии загоризонтной радиолокации (ЗГ РЛС). В этом случае, правда, в антенну попадает «прямой» сигнал, но, поскольку он проходит большое расстояние в канале Земля-ионосфера, то поле, падающее на приемную антенну, весьма искажено, что было подтверждено нами экспериментами на одной из ЗГ РЛС. Наконец, следует отметить, что даже на линии прямой видимости распределение поля в апертуре приемной антенны может быть заметно случайным, если размеры антенны соизмеримы с размерами случайных неоднородностей среды, в которой распространяется падающая на антенну волна.

Предположение о произвольных значениях дисперсии и радиуса корреляции флуктуаций существенно вывело разрабатываемую теорию за рамки теории допусков. Стало ясно и то, что при включении в рассмотрение «внешних» механизмов флуктуаций рассматриваемая проблема связана с проблемой дифракционного изображения фокусирующих систем [4], давно интересовавшей специалистов по астрономии, оптике, гидроакустике, радиофизике (например, при изучении «мерцания» и «дрожания» изображения звезд в телескопах). В основе такой связи лежит отмеченное в [5] положение о том, что при заданной статистике поля в апертуре формулы, описывающие поле в дальней зоне антенны и формулы, описывающие поле в фокальной плоскости параксиальной фокусирующей системы, одинаковы. Это обстоятельство позволило объединить ряд ранее разрозненных направлений исследований в одно общее направление, **названное нами статистической теорией антенн.** Такое объединение оказалось плодотворным в методическом и расчетном планах. В частности, оно позволило обобщить ряд результатов, полученных ранее Л.А Черновым при изучении им статистики дифракционного изображения фокусирующих систем [4]

Выполненные нами в 60-е годы исследования по построению основ СТА были суммированы в монографии «Вопросы статистической теории антенн», вышедшей в свет в 1970 г. [5]. **Этот год и можно считать годом «рождения» СТА.** Заметим, что сразу же после опубликования книга была переведена на английский язык («Statistical Antenna Theory», Golem Press, 1971). Вкратце о содержании указанной книги. Основное внимание в ней уделено прямым внешним задачам. Для простоты анализа изложение основ СТА проведено на примере простейшей антенны – линейной непрерывной синфазной системы с равномерным амплитудным распределением (АР) и случайными фазовыми ошибками (рис.5).

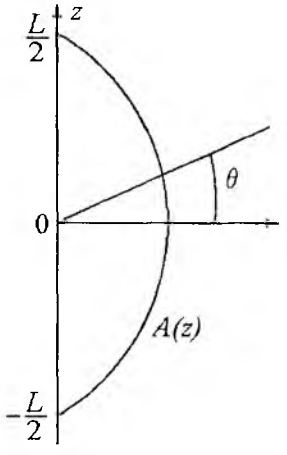


Рис. 5

Комплексный множитель такой системы имеет следующий вид:

$$f(\psi) = A_0 \int_{-1}^{+1} e^{j[\varphi(x)+\psi x]} dx \ , \qquad (1)$$

где $\psi = \frac{\pi L}{\lambda}\sin\theta$; L – длина антенны; λ – длина волны; θ – угол, отсчитываемый от нормали к оси системы; $x = 2z/L$ – относительная координата; z – координата вдоль антенны. Функция φ(x), описывающая ошибки, считается нормальной, однородной, случайной функцией со средним значением $\overline{\varphi(x)} = 0$, дисперсией $\overline{\varphi^2(x)} = \sigma^2(x) = \alpha$ и коэффициентом корреляции

$$r = \frac{\overline{\varphi(x)\varphi(x_1)}}{\sigma(x)\sigma(x_1)} = \frac{\overline{\varphi(x)\varphi(x_1)}}{\alpha} = r(x - x_1).$$

Конкретные расчеты выполнены в книге [5] для гауссовой и экспоненциальной форм коэффициентов корреляции

$$r = e^{-\frac{(x-x_1)^2}{c^2}} \quad \text{или} \quad r = e^{-\frac{|x-x_1|}{c}},$$

где c – радиус корреляции в относительных единицах, связанный с радиусом корреляции фазовых ошибок вдоль антенны ρ соотношением $c = 2\rho / L$. Удобно далее принять $A_0 = 1/2$. При этом множитель системы в отсутствие ошибок $f_0(\psi) = \sin\psi/\psi$. Поле в направлении главного максимума (НГМ) будет равно единице. Так как $\varphi(x)$ случайно, то $f(\psi)$ – случайная функция обобщенного угла ψ и представляет собой одну из реализаций множителя системы. Для данной реализации находится та или иная характеристика антенны, например, ДН по мощности

$$\left|f(\psi)\right|^2 = f(\psi) f^*(\psi) = \frac{1}{4}\int_{-1}^{+1}\int e^{j[\varphi(x)-\varphi(x_1)]} e^{j\psi(x-x_1)} dx dx_1,$$

или КНД, или направление положения главного максимума и т.п., и затем, путем усреднения по большому числу реализаций (по ансамблю или по времени), находится среднее значение соответствующей антенной характеристики. Используя далее известные подходы и аппарат теории случайных функций, можно также рассчитать флуктуации антенных параметров и корреляционные свойства поля антенны.

Следуя этой схеме, в первой части книги [5] последовательно изучены: средние характеристики антенны, флуктуации ее основных параметров, корреляционные характеристики поля излучения антенны. В ходе анализа основной интерес представляет, естественно, не вычислительная сторона дела, а выявление основных эффектов, характеризующих изменение параметров антенны при наличии случайностей в распределении источников. Приведем лишь один пример, иллюстрирующий, как влияют случайности на ДН антенны (рис.6, *а*, *б*). Как видно из рис.6, на котором показаны средние ДН линейной антенны (рис. 6, *а* - при разных α; c=0,5; рис. 6, *б* - при разных c; α = 1) ошибки в антенне приводят к сглаживанию ДН, изменению ее формы – заполнению нулей, уменьшению поля в главном направлении, росту УБИ, расширению ДН. Видно также, что с увеличением дисперсии ошибок характер средней ДН меняется – осциллирующая кривая трансформируется в монотонно спадающую. К числу других статистических эффектов можно отнести: снижение КНД, уход направления главного максимума, флуктуации всех антенных параметров и т.д.

Важным для практики является выяснение ограничений, налагаемых случайностями на характеристики антенн. С этими ограничениями связано появление в СТА таких новых эффектов, как предельный КНД, насыщение КНД, статистический и предельно достижимый УБИ, минимально допустимая рабочая волна в зеркальных антеннах и т.д. Случайные ошибки ограничивают (причем весьма существенно) проявление эффектов сверхнаправленности антенн при их синтезе

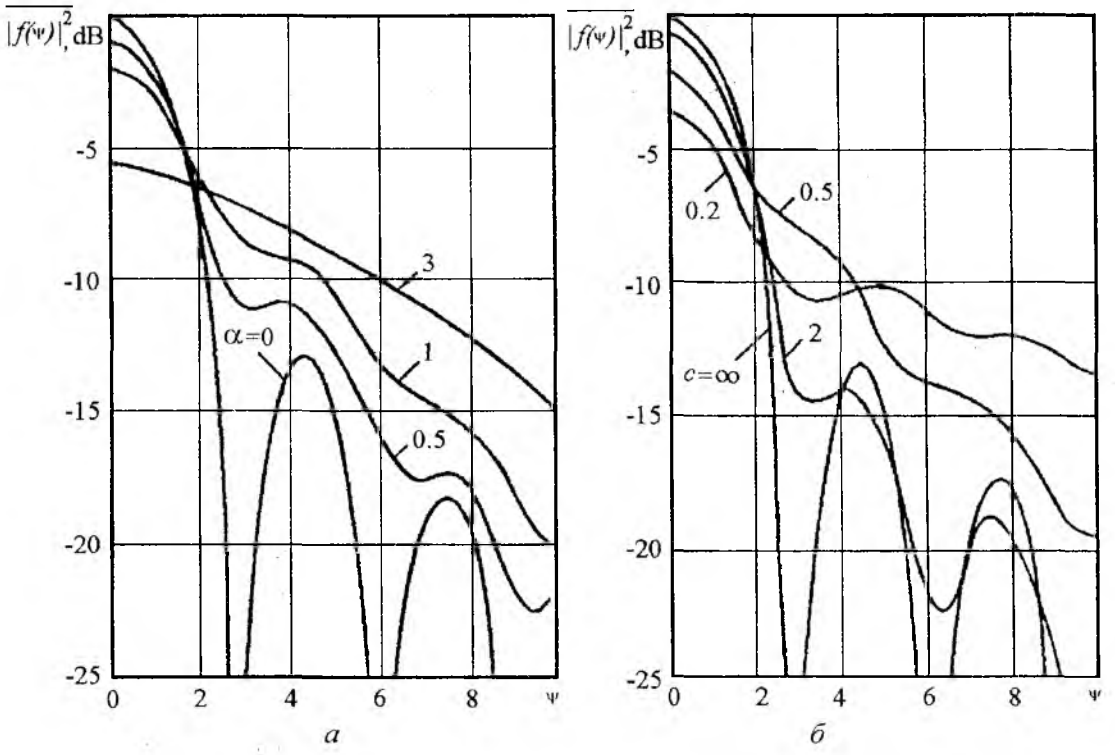


Рис. 6

Важно и то, что при статистическом подходе к исследованию антенн целый ряд привычных понятий обычной теории антенн нуждается в корректировке или переопределении. Так, например, в теории антенн существуют понятия нормированной ДН, КНД, ширины ДН и т.д. При статистическом подходе следует, оказывается, различать среднюю нормированную ДН и нормированную среднюю ДН, средний КНД можно определить различными способами (и результат будет различным); среднее значение максимального КНД и максимальное значение среднего КНД – величины разные; различаются также ширина средней ДН и средняя ширина ДН и т.д. В зависимости от конкретной ситуации, целесообразно использовать либо одно, либо другое определение КНД, ширины ДН и т.д.

Теперь кратко о содержании второй и третьей частей книги [5].

Во второй части книги показано, что постановка и методика решения внешних прямых задач СТА, развитые в первой части книги применительно к простейшей антенне, остаются неизменными и для более сложных антенн, и в этом плане результаты первой части являются достаточно общими. Вместе с тем, для каждого класса антенн имеются свои особенности как в вычислительном плане, так и по полученным результатам, а иногда и по характеру статистических эффектов. Здесь особенно следует отметить антенны бегущей волны (АБВ), у которых наряду с ошибками локального характера, типичными для антенн поперечного излучения, имеются и нелокальные ошибки, – возникающие в каком-то месте случайные возмущения параметров системы оказывают свое влияние на амплитуды и фазы всех последующих источников. Нелокальные ошибки сказываются на статистике поля антенны качественно иначе, чем локальные.

Третья часть книги посвящена исследованию статистики поля в фокальной плоскости антенны при падении на нее волны с флуктуациями амплитуды и фазы, вызванными неоднородностями среды распространения. Знание статистики поля в фокальной плоскости необходимо при решении ряда актуальных задач, например определении точности моноимпульсных систем, исследовании эффективности систем углового разнесенного приема при ДТР, потерь усиления при ДТР и т.д. В этой же части книги приводятся и результаты наших экспериментальных исследований по ДТР. Отмечено, что линия ДТР представляет собою удобную, созданную самой природой, установку для наблюдения эффектов временной антенной

статистики. Показано, что экспериментальные результаты подтверждают (по крайней мере, качественно) теоретические выводы СТА.

Приведенный выше краткий обзор содержания книги [5] и приведенная в этой книге библиография характеризуют в общих чертах состояние СТА к началу 70-х годов прошлого столетия.

За прошедшие после 1970 г. сорок лет было опубликовано множество работ по разным аспектам общей СТА. Динамика развития СТА уже рассматривалась в опубликованных ранее работах [6 - 9]. В этих обстоятельных работах охвачен период вплоть до 2000 г. Поэтому, анализируя далее современное состояние СТА, мы будем часто ссылаться на эти работы, дополняя их новыми результатами, полученными за последний десяток лет.

3. Основные направления развития СТА, ее современное состояние

3.1. Прямые внешние задачи

Этим задачам, в различной их постановке, посвящена большая часть опубликованных работ. Условно классифицировать их можно следующим образом.

Первая группа.

1) ***Распространение теории***: на разные классы непрерывных и дискретных антенн для различных диапазонов волн (включая антенны развертываемые в космосе) при разных внутренних и внешних механизмах происхождения ошибок (флуктуаций) [6, 7][2]. Основное внимание уделяется изучению «традиционных» характеристик – средней ДН, среднего КНД, УБИ. Методика исследования сходна с используемой в книге [5]. Качественно аналогичными оказываются и результаты исследований.

К числу наиболее интересных работ этой группы, выполненных в последнее время, можно отнести работы [10 - 14]. Первая из этих работ содержит наиболее полное, по сравнению с ранее опубликованными работами, изложение основ статистической теории антенных решеток. Вторая работа посвящена статистике кольцевых антенных решеток, широко используемых ныне в разных радиотехнических приложениях. Указаны типичные механизмы случайностей в таких антеннах и выяснено влияние каждого из них на среднюю ДН. В третьей и четвертой работах рассматривается статистика поля акустических решеток, используемых зачастую в аппаратуре ДЗА, – содарах и системах радиоакустического зондирования (РАЗ). Характерным для этих решеток является небольшое число излучателей в них (до нескольких десятков) и присущие излучателям этих решеток (громкоговорителям) большие ошибки (до десятков градусов по фазе). Оба этих фактора усиливают значимость статистических эффектов, в частности приводят к недопустимому росту УБИ. Приводятся оценки статистических эффектов для двух конкретных образцов акустических решеток систем ДЗА, подтверждающие весомость статистических эффектов в подобных решетках и, соответственно, необходимость учета их при проектировании таких решеток.

Особо стоит отметить книгу [14], в которой впервые детально рассмотрен вопрос о влиянии случайных ошибок на характеристики многоканальных **активных** ФАР. В активных решетках появляется много дополнительных источников фазовых и амплитудных ошибок. Описана процедура пересчета ошибок, возникающих в отдельных звеньях каждого канала решетки в ошибки на апертуре. Отмечено, что в «многоэтажных» активных решетках, как и в АБВ, имеют место нелокальные ошибки, и поэтому результирующие ошибки в апертуре могут быть достаточно большими, что приведет к значительному снижению энергетики АФАР и существенному ухудшению других ее параметров, в частности ее УБИ. Обсуждаются пути ослабления влияния случайных ошибок на характеристики АФАР.

Рассмотрим теперь другие группы работ по внешним прямым задачам.

2) ***Исследование влияния случайных ошибок в антенне на структуру ее бокового излучения.*** Рост УБИ антенн является одним из наиболее неприятных следствий наличия слу-

[2] Приводимые ниже ссылки на работы [6,7] означают, что в этих работах можно найти литературу по соответствующему вопросу

чайностей в антеннах. Как известно, УБИ РЭС определяет вклад этой РЭС в электромагнитную обстановку, помехоустойчивость, скрытность РЭС, влияние, оказываемое ею на безопасность разных биологических объектов по электромагнитному излучению. Неслучайно вопросам влияния случайностей на УБИ посвящено множество публикаций (см., например, работы по этим вопросам в обзорах [6, 7] и библиографию к ним). Не останавливаясь на этом подробно, отметим два важных положения.

Прежде всего, это то, что при оценке УБИ нельзя ориентироваться на его уровень в средней ДН. Корректное рассмотрение требует изучения вероятности того, что вся ДН (амплитуда поля $R(\psi)$) в интересующем нас секторе углов ψ_1 , ..., ψ_2 не выйдет за приемлемый уровень. Задав высокую вероятность этого, можно быть уверенным в том, что каждая конкретная антенна из однотипного семейства их (а ведь именно с ней мы на практике имеем дело) устроит нас по УБИ. Методика такого корректного расчета УБИ изложена в книге [5].

Второе положение, существенное при анализе УБИ антенны при наличии в ней ошибок, – это наличие минимально достижимого (предельного) УБИ. Как известно, для снижения УБИ антенны зачастую используется спадающее к краям амплитудное распределение (АР). Однако реально возможности снижения УБИ этим путем ограничиваются влиянием всегда имеющихся в антенне случайных ошибок. Эти ошибки создают "фон" бокового излучения. По мере отклонения АР от равномерного, номинальный УБИ (в отсутствие ошибок) уменьшается и становится соизмеримым с фоном, порождаемым случайными ошибками. Дальнейшие попытки уменьшить боковое излучение путем изменения АР не приводят к желаемым результатам. Рассмотрение этого вопроса показало, что корректно найденный минимальный уровень УБИ обычно на 7 - 10 *дБ* хуже того уровня, который соответствует средней ДН [8]. Как показали расчеты, если, например, мы хотим, чтобы вся ДН дольф-чебышевской антенной решетки в секторе видимости не выходила за уровень в -30 *дБ*, то фазовые ошибки в элементах решетки не должны превышать нескольких градусов (!). Такие, трудно реализуемые, жесткие требования к уровню ошибок в антенне заметно осложняют решение задач помехозащищенности и скрытности РЭС.

3) ***Исследование новых, ранее неизученных (или слабо изученных) статистических характеристик антенн.*** Таких работ появилось за прошедшие сорок лет очень много. Укажем, например, следующие вопросы [6, 7]: исследование корреляционных функций ДН по мощности, исследование статистики поляризационных характеристик поля антенн, исследование статистики разностных ДН, исследование характеристик антенн со случайными размерами или апертурой случайной формы, развитие статистической теории антенных укрытий (обтекателей) с учетом внутренних и внешних механизмов образования случайностей в них, развитие теории случайных решеток, анализ влияния выхода из строя элементов антенной решетки на поле излучения антенны [15], трансформация эффекта сверхнаправленности при наличии в антенне случайных ошибок [16, 17], влияние фазовых ошибок в передающей антенне и флуктуаций, обусловленных средой распространения на эффективность системы беспроводной передачи энергии [18], статистика поля антенных решеток при дискретных законах распределения ошибок [19], обобщение СТА на зону Френеля и т. д. Последний из упомянутых вопросов представляется особо значимым. Поэтому на нем надо остановиться подробнее.

4) ***Исследование статистики поля в зоне Френеля, развитие статистической теории сфокусированных систем.*** Помимо теоретического интереса исследования в этом направлении стимулируются и рядом практически важных обстоятельств. Во-первых, увеличение размеров ряда типов антенн и интенсивное освоение миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов волн приводит к существенному удалению границы дальней зоны, увеличению протяженности зоны Френеля. При этом нередко цели, представляющие интерес, оказываются во френелевой зоне антенны. В качестве примеров можно указать антенны с синтезированной апертурой и антенны в системах беспроводной передачи энергии. Во-вторых,

заметно увеличилось число ситуаций, когда антенны разных РЭС находятся друг относительно друга в зоне Френеля. Примерами таких ситуаций являются, например, РЭС корабельных и аэродинамических объектов. Проблема ЭМС таких РЭС существенно обострилась из-за увеличения мощности их передающих устройств и повышение чувствительности приемных устройств. В-третьих, повышение мощности современных РЭС и увеличение их числа породили проблему безопасности обслуживающего персонала и других биологических объектов. И, наконец, следует отметить существенно возросший в последнее время интерес к сфокусированным системам, используемым в ближней радиосвязи и радиолокации, установкам для измерения параметров антенн, в ряде медицинских устройств и т д. и т.п.

Надо отметить, что исследование статистики в зоне Френеля существенно сложнее, чем для дальней зоны. В зоне Френеля интерференционная картина поля антенны зависит как от пространственных углов, так и от расстояния – удаления точки наблюдения от антенны R. Кроме того, в зоне Френеля возникают новые задачи, не имеющие аналога в дальней зоне. К таковым относятся все задачи, связанные с эволюцией характеристик поля в продольном направлении. Добавим к сказанному и то, что антенны, работающие в зоне Френеля, могут быть несфокусированными и сфокусированными. Структура поля излучения этих двух типов антенн совершенно различна. Все это резко осложняет и увеличивает объем и сложность необходимых исследований. Тем не менее, за последние два десятилетия статистическая теория антенн для зоны Френеля развита в ХНУРЭ достаточно обстоятельно. Вначале, в 90-х годах, была развита теория для обычной и, несколько позднее, для сфокусированной линейной непрерывной антенны. Типичные картины распределения средней интенсивности поля в поперечных плоскостях для несфокусированной системы в ее зоне Френеля показаны на рис. 7 (рис.7, *а* - при разных α; c=0,5; $R_н$=0,25; рис. 7, *б* - при разных α; c=0,5; $R_н$=0,125.). На этих рисунках $R_н$=R/$R_{дз}$ ($R_{дз}$ – расстояние до дальней зоны). Характерной особенностью здесь является то, что даже в отсутствие ошибок (т.е. при α=0) картины распределения средней интенсивности уже сглажены вследствие влияния регулярных квадратических фазовых ошибок.

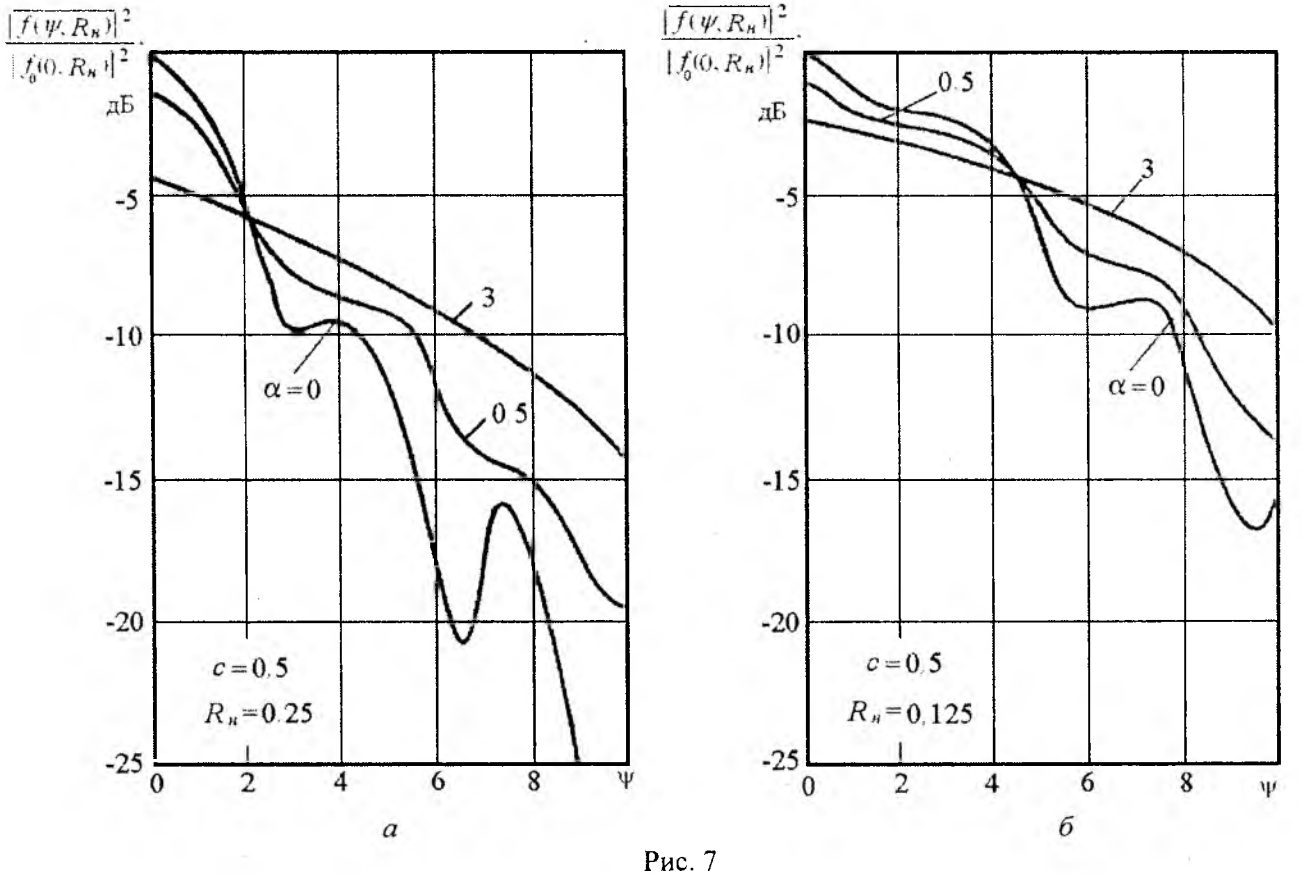


Рис. 7

Кроме локальных статистических характеристик, изучались также и интегральные характеристики, которые показывают, как по мере удаления от антенны перераспределяется излучаемая антенной средняя мощность между различными угловыми секторами. Это важно знать при решении проблем ЭМС. Основные результаты этих исследований приведены в работах [8, 9]. Помимо линейной непрерывной системы, в эти же годы нами анализировалась и статистика поля в зоне Френеля «случайных» антенных решеток при наличии фазовых ошибок в возбуждении излучателей [20]. В последние годы была также развита френелева статистика и для антенны с круглой апертурой [21], что потребовало преодоления серьезных математических трудностей. Надо отметить, что построенная в [21] теория имеет широкую область применимости. Она пригодна для сфокусированных антенн и для обычных (несфокусированных) антенн в их френелевой и дальней зоне. Она годится также и при анализе статистики поля в фокальной плоскости антенны, на которую падает волна с флуктуациями поля.

5) ***Использование различных методов анализа статистических характеристик поля антенны.*** В книге [5] для нахождения статистических характеристик поля антенны использован метод характеристических функций. В ряде случаев более удобными могут оказаться другие методы анализа статистики поля антенны (см. [6]): метод Монте - Карло; хорошо развитый в теории узкополосных случайных процессов метод огибающей; метод канонических разложений случайных процессов; метод оптического моделирования и т.д. Выбор метода анализа статистики поля антенны определяется рядом факторов: формой записи случайного поля в ее апертуре, величиной ошибок, источником информации о статистике ошибок (т.е. тем, получены ли эти данные теоретически или экспериментально) и т.д.

3.2. Прямые внутренние задачи

Цель решения прямой внутренней задачи, как мы уже отмечали раньше, – нахождение статистики распределения источников в антенне. Если флуктуации поля в апертуре антенны обусловлены внешними механизмами, то внутренняя задача представляет собой, как правило, задачу распространения волн в той или иной постановке ее. К настоящему времени теория распространения волн в случайно-неоднородных средах с учетом влияния шероховатых границ раздела значительно продвинута вперед. Опубликовано также много экспериментальных работ по распространению волн разных диапазонов на различных трассах. Имеющиеся теоретические и экспериментальные результаты можно эффективно использовать при оценке характеристик антенн, работающих на тех или иных случайно-неоднородныъх трассах распространения волн. Из работ последнего времени отметим интересные работы В.А.Петрова и его учеников [22, 23], направленные на выяснение механизма обратного рассеяния волн в тропосфере и рассеяния поля при ДТР. Характерной особенностью этих работ является то, что после выяснения механизма происхождения флуктуаций и определения присущих этим механизмам параметров флуктуаций авторы, используя формулы книги [5], решают в той или иной мере и внешние задачи, в частности определяют потери усиления в антеннах систем ДЗА и угловую зависимость множителя ослабления при ДТР. Своеобразный путь решения внутренней задачи применительно к характеристикам антенны на линии ДТР принят в книге [5]. Используя экспериментальные данные о потерях КНД и о радиусе корреляции поля c в апертуре антенны, определяется возможное значение дисперсии ошибок α. Знание α и c позволяет найти другие статистические характеристики антенны – расширение средней ДН, дисперсию ухода НГМ и т.п. Полученные таким образом данные удовлетворительно совпали с экспериментальными результатами. Интересные результаты были получены нами при исследовании структуры поля коротких волн (длина волны около 10 $м$) в канале Земля - ионосфера протяженностью порядка десятка тысяч километров. Измерения напряжения на выходах вибраторов полотна приемной решетки ЗГ РЛС показали, что дисперсия фазы на вибраторах (значение α) составляет величину порядка 0,25, а радиусы корреляции фазовых флуктуаций $\rho \approx ¼ L$ (c= 0.5) При таких значениях α и c снижение КНД, согласно работе [5], равно примерно 30% . Вряд ли это можно считать допустимым для гигантской

антенны ЗГ РЛС огромной стоимости. Ясно, что эту антенну следовало строить как самофокусирующую решетку (СФАР) с размерами отдельных секций порядка ρ. Переход к подобной СФАР, как отмечено в [5], эквивалентен как бы увеличению радиуса корреляции флуктуаций (и величины c) в L / ρ раз (в нашем случае, в четыре раза). При этом снижение КНД в СФАР было бы, согласно [5], порядка 10 %. Выигрыш в КНД порядка 20 % вполне оправдывает небольшое усложнение схемы обработки сигналов, принятых отдельными элементами СФАР.

Остановимся теперь на работах, посвященных решению внутренней задачи для случаев, когда ошибки тока или поля в апертуре порождаются в самой антенне (ошибки внутреннего происхождения). Решение подобных задач должно быть тесно привязано к конструкции и технологии изготовления конкретной антенны. Для зеркальных антенн решение внутренней задачи означает определение реальной поверхности зеркала с последующим пересчетом отклонений поверхности зеркала в фазовые ошибки поля в их апертуре. Требования к точности контроля поверхности зеркала за последнее время существенно повысились, что связано, в частности, с освоением миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов волн. Поэтому к настоящему времени разработаны весьма прецизионные методы контроля поверхности зеркал: радиолокационные, оптические, лазерные, фазовые дальномеры и интерферометры, радиоголографические (получившие особое распространение) и т. д. Эти методы позволяют обеспечить точности измерения поверхности зеркал в единицы микрон. Для изучения эксплуатационных деформаций поверхности зеркал в СССР был даже создан специальный измерительный комплекс с 64 ЗА [24]. Характерным является повышенный интерес к температурным деформациям ЗА связных ИСЗ. Обусловлено это тем, что в космических антеннах весовые и ветровые деформации отсутствуют. Наряду с экспериментальными работами в 70 - 80 годы был опубликован и ряд теоретических работ, посвященных вопросам оценки и расчета деформаций ЗА (см. [6]). Эти работы касались расчета температурных деформаций и жесткости конструкций антенн. Однако число таких работ и круг рассматриваемых в них теоретических вопросов был ограничен. Положение заметно улучшилось с появлением в 1996 г. книги Р. Леви [25]. В этой книге аккуратный расчет деформаций зеркала связывается далее с их влиянием на электромагнитные характеристики зеркала. При анализе деформаций ЗА автор основное внимание уделяет расчету деформаций структуры, поддерживающей зеркало, справедливо отмечая, что именно они оказывают наибольшее влияние на результирующую точность поверхности зеркала. Наряду с расчетом деформаций поддерживающей структуры, автор дает также и оценку точностям изготовления отдельных панелей зеркала, их возможным деформациям и точности их установки. Подробно рассматриваются тепловые деформации, являющиеся основным препятствием в осуществления работоспособных крупных антенн в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах волн. Тепловые деформации, особенно связанные с неравномерностью солнечной радиации, вызывают заметные локальные случайные деформации, причем проявляется это как в ходе эксплуатации, так и на всех предыдущих этапах – изготовления, монтажа и юстировки антенны. Показано, как можно с помощью метода конечных разностей определить температурные деформации, зная распределение температуры по элементам структуры. Значительное внимание уделено и анализу ветровых деформаций – их связи с плотностью воздуха, профилем скорости ветра по высоте и т.д.

При решении второй части внутренней задачи – пересчете деформаций зеркала в фазовые ошибки – в апертуре антенны используются соображения геометрической оптики. Как утверждает автор, для практики этого достаточно, ибо ошибка в определении фазовых ошибок методами геометрической оптики по сравнению с более точными методами составляет менее 10 %. Далее для оценки влияния случайных фазовых ошибок на характеристики антенны используются известные соотношения из теории допусков, хотя, на наш взгляд, при оценке влияния деформаций ЗА с немалыми радиусами корреляции было бы разумнее использовать соответствующие формулы работы [5].

Наряду с работами, направленными на совершенствование методов определения реальной поверхности зеркал, значительное внимание уделялось и изучению путей уменьшения

БІБЛІОТЕКА
ХНУРЕ
ІНВ № 24628

самих деформаций или ослабления их влияния. Желание решить эту проблему стимулировало появление ряда работ по улучшению технологии изготовления зеркал, применению новых материалов с малыми коэффициентами температурного расширения, разработке более жестких конструкций ЗА, а также переход к новым принципам построения крупных зеркальных антенн – панельной конструкции их, гомологической структуре их построения [26], внедрению адаптивных (самонастраивающихся) систем, реагирующих на деформации зеркал.

Перейдем теперь к антенным решеткам.

Решение внутренней задачи для ФАР состоит в определении статистики ошибок токов возбуждения излучателей решетки. Источниками ошибок могут быть неточности изготовления решетки, нестабильности используемых в решетке генераторов, усилителей, фазовращателей и т.д., которые определяются обычно экспериментально. В литературе опубликовано немалое количество подобных работ. Наряду с работами экспериментального плана, имеется также и ряд работ, посвященных теоретическому исследованию внутренней задачи для ФАР. Пожалуй, наиболее интересной из них являются работа [27], в которой для каждой реализации вектора-столбца входных напряжений вибраторной решетки находится строгое решение краевой задачи, а затем для нахождения статистических характеристик поля решетки используется метод статистических испытаний (метод Монте - Карло). Фактически в этой работе нет традиционного деления прямой задачи на внутреннюю и внешнюю.

3.3. Метод статистического имитационного моделирования

Одним из новых интересных направлений СТА является развитый в последние два десятилетия О.Н. Масловым и его учениками метод изучения случайных антенн с применением компьютерного метода статистического имитационного моделирования (СИМ), основанного на применении принципа Монте - Карло [28]. Термин «случайные антенны» (СА) здесь понимается несколько шире, чем это принято в традиционной СТА. Помимо антенн рассматриваемых СТА, случайные антенны включают также и излучатели, функционально вообще не являющиеся антеннами: провода, блоки ЭВМ, трещины в той или иной камере, окружающей радиоаппаратуру и т.п., т.е. действительно случайные излучатели. Важно это потому, что проводимые авторами исследования направлены на аккуратный анализ электромагнитной обстановки, выяснение степени безопасности биологических объектов по электромагнитному излучению и предотвращение утечки конфиденциальной информации, содержащейся в электромагнитном поле. При этом совершенно безразлично, кто породил это поле – антенны или паразитные излучатели.

По существу, метод СИМ сочетает в себе решение внутренней и внешней задач СТА. На первом этапе (соответствующем как бы решению внутренней задачи) проводится тщательное изучение объекта, подлежащего СИМ, в частности изучается статистика исходных данных, описание ее с помощью так называемых законов устойчивых распределений [29]. Определяются параметры этих законов. Далее, на втором этапе (соответствующем как бы решению внешней задачи СТА) разрабатывается математическая модель объекта и реализуется имитация самого процесса его функционирования, в ходе которого находятся выходные данные. При этом используется метод Монте - Карло. Выходные данные получаются обычно в виде массива отдельных реализаций, подлежащих статистической обработке для последующей интерпретации их.

Предлагаемая процедура исследования СА предусматривает реализацию ее в разных режимах работы РЭС. Авторами рассматриваются четыре возможных режима – режим гармонического (узкополосного) сигнала, шумового сигнала, режим видеосигнала и режим импульсных сигналов с высокочастотным заполнением. Для каждого из этих режимов выбирается соответствующий тестовый сигнал и определяются возможные источники случайностей (ошибок) в этом сигнале. Интуитивно задается практически возможный диапазон изменения каждой из ошибок – амплитудной, фазовой, временной, геометрической, числа исправных элементов и соответствующее множество реализаций каждого из тестовых сигналов обрабатывается методом Монте - Карло применительно к эквидистантной линейной активной

решетке. Это позволило выявить весомость каждого из видов ошибок и их совместного действия на ДН решетки. Эти результаты представляются интересными и для общей СТА.

Перейдем теперь к рассмотрению современного состоянии теории обратных задач СТА. Как и в обычной теории антенн, обратные задачи существенно сложнее, чем задачи прямые, задачи анализа. Сложности связаны с тем, что обратные задачи, как правило, относятся к некорректным, и при их решении приходится решать вопросы устойчивости решений. Поэтому достигнутые в этой области успехи являются одним из наиболее важных шагов на пути развития общей СТА. Начнем с задач статистического синтеза.

3.4 . Задачи статистического синтеза

Наиболее важной работой по статистическому синтезу является работа [30]. Основное внимание в этой работе уделено задачам нахождения регулярного распределения источников, которое, при учете присутствующих в антенне случайных ошибок с заданной статистикой обеспечит оптимальность характеристик антенны по тем или иным критериям. Рассматриваются два типа критериев – интегральный и критерий, связанный с ДН.

В первом случае используется энергетический функционал

$$k = \frac{\int_{4\pi} \overline{|f(\vec{u}_0)|^2} g_1(\vec{u}_0) d\Omega}{\int_{4\pi} \overline{|f(\vec{u}_0)|^2} g_2(\vec{u}_0) d\Omega}. \qquad (2)$$

В соотношении (2) $\overline{|f(\vec{u}_0)|^2}$ – средняя ДН по мощности; $\vec{u}_0$ – единичный орт на точку наблюдения; $g_{1,2}(\vec{u}_0)$ – весовые функции. В зависимости от вида весовых функций, функционал k представляет собой тот или иной, подлежащий оптимизации, энергетический показатель качества антенны – средний КНД, коэффициент рассеяния средней мощности, среднюю шумовую температуру и т.п. Приводится методика решения задач по нахождению оптимального АФР или только амплитудного или фазового распределения Показано, что в ряде случаев удается получить решение в явном виде. В общем случае необходимо использовать численные методы. Последнее типично для задач фазового синтеза и задач нахождения оптимального размещения источников в решетке.

Использование среднего КНД или среднего коэффициента усиления в качестве подлежащего оптимизации функционала типично для обычных ДН. При рассмотрении разностных ДН используется критерий типа [31].

$$k = \frac{\int_{4\pi} \overline{|f'(\vec{u}_0)|^2}}{\int_{4\pi} \overline{|f(\vec{u}_0)|^2}} g(\vec{u}_0) d\Omega, \qquad (3)$$

где $f'(\vec{u}_0)$ – производная ДН решетки по одной из угловых координат; $g(\vec{u}_0)$ – функция веса. Числитель в соотношении (3) определяет средний квадрат крутизны ДН в направлении орта $\vec{u}_0$, знаменатель – "взвешенную" среднюю мощность излучения (приема) сигнала.

Задача синтеза состоит в нахождении такого АФР, которое обеспечивает максимум крутизны ДН в направлении орта $\vec{u}_0$ при заданной величине средней мощности излучения. При малых ошибках удается получить аналитическое решение. При немалых ошибках для решения задачи оптимизации приходится использовать численные методы.

Помимо интегрального критерия, в качестве оптимизируемого функционала часто выбирают математическое ожидание среднеквадратичного отклонения реализуемой ДН $f(\vec{u}_0)$ от заданной $f_з(\vec{u}_0)$

$$\overline{\sigma^2} = \int_{4\pi} \overline{|f(\vec{u}_0) - f_э(\vec{u}_0)|^2}\, g(\vec{u}_0) d\Omega \qquad (4)$$

Задача оптимизации состоит в нахождении регулярного АФР, обеспечивающего минимум разброса синтезированной ДН относительно заданной при известной статистике ошибок поля в антенне. Входящая в (4) весовая функция $g(\vec{u}_0)$ позволяет регулировать точность аппроксимации заданной ДН в определенных угловых секторах. Методика решения таких задач изложена в [30, 17].

Статистический подход к задачам синтеза, т.е. учет уже при постановке задачи синтеза наличия в антенне случайностей позволяет получить выигрыш (порою весьма значительный) в значениях оптимизируемых параметров антенн, чем, если бы мы решали вначале задачу синтеза в детерминистской постановке, а потом исследовали бы, как повлияют случайные ошибки на полученный при синтезе результат. Статистический подход к задаче синтеза позволяет также оценить практически достижимые значения показателей качества антенны.

Принципиальной, весьма ценной чертой статистического синтеза является и то, что учет флуктуаций источников на этапе постановки задачи синтеза приводит к естественной регуляризации этой задачи, существенно подавляет эффекты сверхнаправленности.

3.5. Задачи восстановления

Типичная задача восстановления в статистической постановке состоит в нахождении пространственной автокорреляционной функции (функции когерентности) случайного поля в апертуре антенны по измеренной средней ДН. Подобные задачи решались как для линейных, так и для апертурных антенн [32, 33]. Решение задачи приводит к необходимости решения интегральных уравнений Вольтера или Фредгольма 1-го рода. Поскольку, получаемая в эксперименте средняя ДН неизбежно "искажена" ошибками измерений, задача оказывается некорректной. Поэтому при определении автокореляционной функции по результатам измерения средней ДН необходимо использовать те или иные методы решения некорректных задач, например метод α-регуляризации Тихонова.

Помимо средних характеристик (средней ДН) для восстановления статистики поля в апертуре можно использовать и другие статистические характеристики поля антенны, например, данные о флуктуациях интенсивности поля в фокусе антенны [34].

Иногда задача о нахождении статистики поля в апертуре формулируется как задача о нахождении моментов распределения случайного АФР в антенне по известным моментам распределения случайного поля. Последние находятся путем обработки серии экспериментально снятых реализаций ДН [35[. Значительный интерес представляют задача о восстановлении статистики источников в рассеивающем объеме при ДТР по характеристикам рассеянного поля, в частности работа [36].

Отметим также работы, в которых задачи восстановления решаются в упрощенной постановке. Характерным для таких работ является допущение об известном законе распределения и корреляционной (или структурной) функция флуктуаций поля (амплитуды и фазы его) в апертуре антенны. При такой богатой "априорной" информации искомыми являются числовые параметры флуктуаций поля: дисперсия и радиус корреляции их или масштабный коэффициент C_n^2, входящий в структурную функцию флуктуаций поля. В этих случаях решение, как правило, находится на основе сопоставления экспериментально измеренных эффектов с результатами решения прямых задач. Пример решения задач восстановления в такой постановке можно найти в книге [5], где экспериментальные данные о потерях усиления антенны и радиусе корреляции ρ использованы для определения дисперсии σ^2 флуктуаций поля в падающей на антенну волне. При этом использованы теоретические графики этой же работы, построенные в предположении нормального закона распределения флуктуаций поля в апертуре и гауссовой формы их коэффициента корреляции.

Ограничимся этим, весьма сжатым, изложением состояния вопроса о задачах статистического восстановления. Некоторую дополнительную информацию по ряду затронутых выше вопросов (и соответствующую этой информации литературу) можно найти в обзорах [6, 7]. Надо, однако, сказать, что в этой области остается еще много разных нерешенных задач. В их числе задача дистанционной дефектоскопии удаленных антенных систем – определение их работоспособности по создаваемому ими полю с последующей корректировкой (в случае необходимости) алгоритма работы этих антенн. Несомненный интерес представляет также продолжение исследований, направленных на восстановление по рассеянному полю, в частности по МДН статистики рассеивающего объема или параметров среды распространения пришедшей волны.

3.6. Статистическая теория антенных измерений (СТАИ)

Разрабатываемые в настоящее время крупные антенны сложны и дороги, а требования к характеристикам антенн и их стабильности очень высоки. Поэтому важно как при разработке подобных антенн, так и в ходе их эксплуатации уметь измерять (контролировать) их характеристики с высокой точностью. Традиционный метод измерения параметров антенн в дальней зоне зачастую оказывается непригодным из-за сложностей с реализацией условия дальней зоны и влияния земли и местных предметов. Это обстоятельство привело к разработке и широкому внедрению в антенную практику методов определения характеристик антенн по измерениям в ближней зоне – голографического, коллиматорного, метода перефокусировки. Наиболее перспективный из них – голографический метод (ГМ), при котором параметры антенны в дальней зоне находятся путем измерения АФР в апертуре антенны (или вблизи ее) с последующей обработкой результатов измерений – пересчетом их с помощью ЭВМ в дальнюю зону. Появление новых методов антенных измерений потребовало, естественно, и разработки их теоретических основ. Важное место в этой теории занимают статистические аспекты ее – вопросы влияния случайных ошибок измерений на точность восстановления характеристик антенны. В основе решения подобных вопросов лежит СТА. Пользуясь аппаратом этой теории, можно оценить потенциальные возможности новых методов антенных измерений и обосновать требования к разрабатываемой аппаратуре при различных вариантах реализации новых методов. Комплекс этих вопросов составляет содержание статистической теории антенных измерений (СТАИ). Основы СТАИ изложены в пятой главе монографии [37] и несколько дополнены в работе [38]. Надо заметить, что основы теории изложены применительно к ГМ, хотя основные результаты справедливы и применительно к другим методам. Кратко о содержании СТАИ. Как и в общей статистической теории антенн, в СТАИ можно выделить прямые и обратные задачи. Цель прямой задачи – определить возможности (область применимости) аппаратуры, используемой в ГМ при заданной точности восстановления ДН. Обратная задача имеет своей целью определить, как следует строить измерительную аппаратуру, чтобы обеспечить измерение ДН с желаемой точностью. Весьма важным при решении прямой и обратной задачи СТАИ является вопрос о «критериях близости» восстановленной и истинной ДН. В зависимости от выбранного критерия близости оценка возможностей используемой в ГМ аппаратуры или требований к ней будет различной. Предлагаются три критерия близости. Первый из них – сравнение восстановленной средней и истинной ДН. Второй критерий («локальный») основан на изучении разброса восстановленной ДН относительно истинной в отдельных угловых направлениях. При третьем, наиболее корректном, «интегральном» критерии изучается разброс восстановленной ДН в целом в заданном угловом секторе в пределах определенной доверительной полосы. Анализируется методика решения прямых и обратных задач при разных критериях близости. Приводятся формулы и графики, отражающие результаты решения этих задач для линейной и двумерной апертуры при измерениях на плоской или цилиндрической поверхности в апертуре антенны или в зоне Френеля ее. Показано, в частности, что требования к измерительной аппаратуре зависят от удаления области измерений от апертуры. Подробно отмеченные выше и многие другие интересные результаты СТАИ можно найти в работах [37, 38].

4. Основные области применения СТА

Все, что изложено выше о содержании СТА, основных направлениях ее развития за прошедшие сорок лет, о современном состоянии СТА, позволяет указать основные области ее применения.

К числу таковых можно отнести следующие.

1. Расчет реальных характеристик крупных, сложных дорогостоящих антенн в дальней зоне и зоне Френеля с учетом влияния антенных укрытий.

2. Оценка потенциальных возможностей и предельно достижимых характеристик крупных антенн. Выбор технологии их производства, целесообразной схемы построения.

3. Расчет характеристик антенн с учетом условий распространения падающей на антенну волны.

4. Обоснование разумных требований к производству антенн, допускам, стабильности параметров элементов антенны, их надежности.

5. Анализ пространственного, частотного и поляризационного фона излучения антенн разных типов в дальней зоне и зоне Френеля в интересах решения задач ЭМС, помехозащищенности и скрытности РТС, безопасности людей и других биологических объектов.

6. Задачи статистического синтеза различных антенн по тем или иным критериям: интегральным, энергетическим, по заданной ДН (суммарной или разностной).

7.Задачи статистического восстановления в самых разных их постановках.

8. Статистические аспекты измерения и контроля параметров антенн. Метрологическое обеспечение этих измерений. Оценка предельных возможностей измерительной аппаратуры или требований к ней. Обоснование требований к антенным эталонам.

9. Анализ эксплуатационных характеристик антенн – расчет влияния деформаций и повреждений ЗА, выхода из строя отдельных каналов на характеристики ФАР, оценка влияния случайных гидрометеообразований (снег, дождь, лед), оседающих на поверхности антенного укрытия, построение теории надежности сложных антенных систем.

10. Использование аппарата СТА для предварительного расчета сложных детерминированных антенных систем.

11. Использование аппарата СТА при решении ряда вопросов радиолокации, оптики, акустики и т. д., для которых существенно оценить влияние тех или иных случайных факторов на выходные характеристики системы

12. Использование аппарата СТА при решении задач дифракции на шероховатых телах, случайных экранах, а также при решении разных задач, связанных с дифракцией и интерференцией частично когерентных волн различной физической природы.

Все сказанное выше не исчерпывает круга задач, решаемых СТА, возможностей использования ее результатов, о чем свидетельствует обзор большого количества опубликованных работ, в которых используются результаты, методы и подходы СТА (см например, обзор [6]).

Заключение

Проведенное выше рассмотрение современного состояния статистической теории антенн показывает, что за прошедшие с момента ее создания сорок лет эта теория существенно продвинута вперед. Наряду с более глубоким рассмотрением "традиционных" прямых задач (изучением средних ДН по мощности, среднего КНД, бокового излучении антенн) и распространением теории на разные классы и диапазоны антенн при различных вероятностных свойствах флуктуаций источников решено много новых интересных, практически важных вопросов СТА. К числу наиболее важных направлений развития СТА за прошедший период можно отнести: обобщение теории на зону Френеля для обычных непрерывных линейных и апертурных антенн, а также для линейных решеток (включая случайные решетки); построение статистической теории непрерывных линейных и апертурных антенн, сфокусированных в зону Френеля; развитие теории статистического синтеза; разработку статистической теории антенных измерений.

Следует отметить и ряд возникших в последнее время новых специфических аспектов СТА. К их числу можно отнести отмеченный в настоящем обзоре метод имитационного моделирования (СИМ); изученную в работе [39] статистику поля оптоуправляемых антенн и исследование зависимости внутренних характеристик ($Z_{вх}$, КБВ и т.д.) электрически малых антенн от случайностей в их конструкции [40].

Достигнутые успехи позволяют сказать, что на сегодня статистическая теория антенн вполне сформировалась, как одно из важных направлений современной общей теории антенн.

Как показывает практика, в настоящее время учет возможного влияния случайностей разного происхождения на характеристики антенны стал обязательным компонентом при проектировании и разработке крупных дорогостоящих антенных систем. Это обстоятельство является достаточно весомым подтверждением значимости и актуальности СТА. Признанием этого является и то, что сам термин «статистическая теория антенн» стал уже общепризнанным и широко используется в научной литературе, а также и то, что элементы СТА в той или иной мере включены практически во все отечественные антенные учебники, вышедшие в свет после 1970.

Заметный вклад в развитие СТА внесли многие ученые. Если говорить об отечественных специалистах, то здесь, в частности, можно отметить Л.Г. Корниенко, В.И Замятина, В.А.Усина, Л.М.Лобкову, Л.Г Содина, Д.Б.Островского, Ю.М.Бородавко, В.В.Должикова, Г.А Евстропова, Е.П.Меркулову.и ряд других ученых.

В заключение отметим, что развитие радиоэлектроники, оптики, акустики, науки о распространения радиоволн выдвигает все новые и новые задачи. Некоторые из них могут быть успешно решены при использовании уже полученных в СТА результатов, другие – требуют дальнейшего развития и обобщения общей статистической теории антенн.

Список литературы: 1. *Ruze J.* The effect of aperture errors on the antenna radiation pattern // Suppl. al Nuovo Cimento, 1952, v.9, # 3, p. 364. 2. *Robieux J.* Influence de la precision de fabrication d`une antenne sur ses performances Ann.de Radioelectricite, 1956, v. 11, # 43, p.29. 3. *Шифрин Я.С., Черный Ф.Б., Тихомиров Ю.А., Тарасов В.А., Трашков П.С.* Экспериментальное исследование дальнего тропосферного распространения ультракоротких радиоволн. Изд-во АРТА, 1964, 103 с. 4. *Чернов Л.А.* Распространение волн в среде со случайными неоднородностями. Изд-во АН СССР, 1958. 5. *Шифрин Я.С.* Вопросы статистической теории антенн. М.: Сов. радио, 1970. 384 с. 6. *Шифрин Я.С.* Статистическая теория антенн (Современное состояние, основные направления развития). Харьков. 1985.181 с. Деп. в Укр НИИНТИ 9.09.85 № 2098. 7. *Шифрин Я.С.* Современное состояние статистической теории антенн // РЭ. 1990. Т. 35, № 7. С.1345. 8. Справочник по антенной технике / Под ред Бахраха Л.Д., Зелкина Е.Г. М.: ИПРЖР, 1997, гл. 8. С.148-206. 9. *Shifrin Y.S.* Statistical antenna theory (theory foundation, state-of-the-art, basic application) // Telecommunication and Radioengeneering. 2001. v 55, № 6. P.1-67. 10. *Шифрин Я.С., Корниенко Л.Г.* Статистика поля антенных решеток // Антенны. 2000. №1. С. 3-26. 11. *Шифрин Я.С., Замятин В.И., Левагин Г.А.* Статистика поля кольцевых антенных решеток // Успехи современной радиоэлектроники. 2006. № 5. С. 34-39. 12. *Шифрин Я.С., Ульянов Ю.Н., Максимова Н.Г.* Статистика поля акустических антенных решеток аппаратуры дистанционного зондирования атмосферы // Успехи современной радиоэлектроники. 2007, № 11. С. 50. 13. *Шифрин Я.С., Ульянов Ю.Н., Максимова Н.Г.* К вопросу о боковом излучении аппаратуры акустического и радиоакустического зондирования атмосферы // Успехи современной радиоэлектроники. 2007. № 11. С. 60. 14. *Активные* фазированные решетки / Под.ред Д.И.Воскресенского, А. И. Канащенкова. М.: Радиотехника, 2004. Гл. 2. 15. *A.H.Quazi.* Array beam response in the presence of amplitude and phase fluctuations // J.Acoust. Soc. Am. V. 72, № 1. 1982. P.171. 16. *Шифрин Я.С., Должиков В.В., Радченко В.Ю.* Сверхнаправленность в статистической теории антенн. Харьков. 159 с Деп.в Укр НИИНТИ 05.01.88. 17. *Шифрин Я.С., Должиков В.В.* Статистический синтез линейной непрерывной антенны по заданной диаграмме направленности. // РЭ. 1994. № 8-9. С.1329. 18. *Бояхчан Г.П., Ванке В.А.* О влиянии флуктуацій фазы в падающем луче на характеристики ректенной системы // Радиотехника (Москва). 1984. № 9. С. 74. 19. *Бейдер А.Б.* Статистический анализ ДН ФАР при отказе излучателей // Изв. вузов. Сер Радиоэлектроника. 1994. Т.33, №2. С.28. 20. *Шифрин Я.С., Назаренко В.А.* Поле случайных антенных решеток в зоне Френеля // РЭ. 1991. №1. С.52-62. 21. *Шифрин Я.С., Должиков В.В.* Статистика поля

антенны с круглой апертурой // Радиофизика и радиоастрономия. 2010. №1. С.98-112. 22. *Петров В.А., Шейко С.А.* О потерях усиления антенн в системах измерения профиля ветра // Радиоэлектроника и информатика. Х. 2002. №3. С. 19-22. 23. *Петров В.А., Шейко С.А.* Корреляционные функции и потери усиления антенн в радиолокационных системах зондирования поля // Радиотехника. Х., 2002. Вып. 125. С.18-24. 24. *Поляк В.С., Соколов А.Г., Альперин В.М., Половченя И.Е.* Измерительный комплекс для натурных механических исследований конструкций антенн // Антенны. № 238. С.171. 25. *Levy Roy.* Structural Engineering of Microwave Antennas // IEEE Press. 1996, USA. 354 p. 26. *von Hoerner S.V.* Homologous deformation of tiltable telescopes // Proc. ASCE J, Struct.Div.93. STS October 1967. 27. *Adams A.T., His P. G., Farrer A.* Random effects in planar arrays of thin wire dipoles // IEEE Trans., 1978, v.EMC-20, № 1. P.22. 28. *Маслов О.Н.* Случайные антенны // Электросвязь. 2006. №7. С.12. 29. *Маслов О.Н.* Устойчивые распределения и их применение в радиотехнике. М.: Радио и связь, 1994. 152 с. 30. *Корниенко Л.Г., Шифрин Я.С.* Статистический синтез антенн. Гл. 13 в кн: Проблемы антенной техники / Под ред Л.Д.Бахраха, Д.И.Воскресенского. М.: Радио и связь, 1989.С. 275-297. 31. *Шифрин Я.С., Корниенко Л.Г., Бычков А.А.* О синтезе разностных диаграмм направленности с глубокими провалами в заданных секторах при наличии флуктуаций тока в элементах антенной решетки // РЭ. 1981. Т.26. №3. С.513. 32. *Потехин В.А., Татаринов В.Н.* Теория когерентности электромагнитного поля. М.: Связь, 1978. 33. *Иванов А.В., Кандидов В.П., Криндач В.П., Соколов В.Н.* // Изв. вузов. Радиофизика. 1986. Т.29, №10. С. 1176. 34. *Беленький М.С., Миронов В.Л.* Измерение пространственной корреляции флуктуаций интенсивности света с помощью апертуры переменного диаметра // Изв. вузов. Радиофизика. 1974. Т. 17, № 7. С.1050. 35. *Жуков В.Б., Островский Д.Б.* Статистические моменты распределения возбуждения в задаче синтеза // Акуст. журнал. 1978. Т.24, № 4. С.516. 36. *Фролов О.П.* Определение характера возбуждения тропосферного объема переизлучения по мгновенным диаграммам тропосферных антенн // Радиотехника. 1974. Т. 29, № 2. С.94. 37. *Методы* измерений параметров излучающих систем в ближней зоне / Под ред Л.Д, Бахраха. Л.: Наука,1985. Гл. 5. 38. *Шифрин Я.С., Усин В.А.* Статистическая теория антенных измерений // Антенны. 2000. №1. С..27. 39. *Карпенко В.И., Карпенко О.В., Збрицкий Р.А., Онищенко В.В.* Статистика адаптивных оптоуправляемых антенн // Прикладная радиоэлектроника. 2010. № 1. С. 78-93. 40. *Макаров А.Л., Овсяников В.В., Ольшевский А.Л., Попель В.М., Романенко Е.Д., Сафонов В.В.* Малогабаритные вибраторные антенны с резистивными нагрузками для космических аппаратов // Антенны. 2010. № 3. С.46-56.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 06.02.2010

УДК 621.396.67

А.И. ЛУЧАНИНОВ, д-р физ.-мат. наук, Д.С. ГАВВА, канд. техн. наук, Е.В. КРИКУН, Ю.В. СКОРИКОВА

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ РЕКОНФИГУРИРУЕМЫХ АНТЕНН

Введение

Сегодня существует множество систем беспроводной связи: 3G, 4G, WLAN, Bluetooth, WiMAX и др. Все они обладают различными характеристиками и могут работать в различных частотных диапазонах. В связи с этим при одновременной работе нескольких систем связи зачастую требуется наличие нескольких антенн, так как некоторые из них используются в течение определенного промежутка времени, в то время как другие требуют постоянного функционирования. Соответственно, требуется автоматическое переключение между разными режимами, диапазонами частот, видами поляризации и т.д.

Таким образом, наличие большого количества стандартов означает необходимость большего количества антенн. С целью уменьшения размеров и стоимости антенной системы, а также для улучшения ее рабочих характеристик желательно соединить несколько функций в одной антенне, характеристики которой будут быстро изменяться согласно поставленным требованиям. Такими возможностями обладает реконфигурируемая антенна (РА) – устройство, в состав которого входят излучающая структура и сосредоточенные элементы с управляемыми характеристиками (варикапы, переключающие элементы (ПЭ) и т.д.). Наличие последних позволяет изменять распределение тока в излучающей структуре (ИС) и, как результат, характеристики антенны (входной импеданс, характеристику направленности, рабочую полосу частот и т.п.).

Одним из широко применяемых типов РА являются проволочные излучатели сложной конфигурации. Помимо этого зачастую сложные объекты (излучатели, рассеиватели) при анализе их электродинамических характеристик моделируются в виде структур, выполненных из тонких проводников, для которых возможно разработать достаточно быстродействующие алгоритмы и программы моделирования. Это позволяет эффективно исследовать общие характеристики реальных электродинамических структур с использованием более простых, и, следовательно, более эффективных моделей. Поэтому разработка математической модели РА с тонкопроволочными излучателями произвольной конфигурации является актуальной задачей. Необходимо учитывать, что эта модель должна быть ориентирована на решение задачи структурного синтеза РА, то есть задачи оптимального выбора места включения ПЭ при минимальном их количестве.

Данная статья посвящена решению поставленной задачи.

Постановка задачи

Предположим, что излучающая структура представлена в виде совокупности N прямолинейных отрезков проводников длиной L_i $(i=\overline{1,N})$, расположенных либо в свободном пространстве, либо над бесконечным идеально проводящим плоским экраном. Проводники соединены между собой произвольным образом и имеют ряд клемм для подключения внешних устройств, линейных элементов с сосредоточенными параметрами (ЭСП) и переключающих элементов (рис. 1). Возбуждается излучающая структура сторонним источником с частотой ω (длина волны λ), создающим напряженность электрического поля $\mathbf{E}^{\text{ст}}(\mathbf{r},\omega)$ в точке $\mathbf{r}$ на поверхности проводника.

Полагается, что на поверхности проводников выполняется граничное условие вида

$$\mathbf{n}\times\mathbf{E}(\mathbf{r},\omega)=Z_s(\mathbf{r})\cdot\mathbf{n}\times\left[\mathbf{n}\times\mathbf{H}(\mathbf{r},\omega)\right], \qquad (1)$$

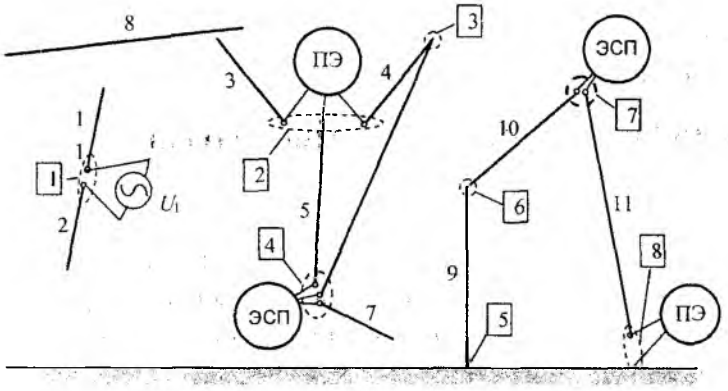


Рис. 1

где $\mathbf{E}(\mathbf{r},\omega)$ и $\mathbf{H}(\mathbf{r},\omega)$ – векторы напряженности электрического и магнитного полей в точке $\mathbf{r}$ на поверхности проводника; n – нормаль к поверхности проводника в той же точке; $Z_s(\mathbf{r})$ – поверхностный импеданс проводника в точке r. Следует отметить, что величина $Z_s(\mathbf{r})$ учитывает также и импеданс включенных в ИС сосредоточенных элементов (в частности переключающих элементов), если координата $\mathbf{r}$ совпадает с координатами точки их подключения.

Математическая модель должна позволить определять внешние параметры, описывающие связь ИС с внешним пространством и с внешними устройствами, подключаемыми к ее входу (диаграмму направленности, входное сопротивление и т.д.). Так как ИС имеет достаточно сложную структуру, а переключающие элементы могут включаться в произвольном ее сечении, то наиболее общим подходом является подход, при котором на первом этапе определяется распределение тока вдоль проводников ИС, а на втором – по найденному распределению тока вычисляются все требуемые внешние параметры.

На кафедре ОРТ ХНУРЭ были разработаны математическая модель, алгоритм и реализован пакет программ WIRE, предназначенный для решения задач анализа подобных структур [1, 2]. Данный пакет показал эффективность при моделировании проволочных излучающих структур достаточно сложной конфигурации. Однако непосредственное использование его для решения задач синтеза реконфигурируемых излучателей невозможно по двум причинам. Во-первых, пакет WIRE реализован на базе математической модели, в которой не учитывается наличие переключающих элементов в излучающей структуре. Во-вторых, алгоритм вычислений выходных параметров ИС, ориентированный на решение задач анализа, оказывается далеко не эффективным при синтезе излучающих структур, что, зачастую, может приводить к неприемлемому времени вычислений. Поэтому было принято решение о разработке математической модели ИС, в структуре которой имеются переключающие элементы, и модификации на базе этой модели алгоритма и комплекта программ WIRE с целью использования их для решения задач синтеза РА.

Уравнение состояния РА

При разработке математической модели за основу был выбран метод интегральных уравнений. Интегральные уравнения относительно распределения тока вдоль проводников ИС получим в предположении, что для проводников выполняется "тонкопроволочное" приближение (вектор поверхностной плотности тока имеет только одну компоненту, направленную вдоль оси проводника), для которого граничное условие (1) можно записать в виде

$$\xi_0 \mathbf{E}(\mathbf{r},\omega) - Z_S J(\mathbf{r},\omega) = 0, \qquad (2)$$

где ξ_0 – единичный вектор, направленный вдоль оси проводника в точке $\mathbf{r}$; $J(\mathbf{r},\omega)$ – продольная составляющая плотность тока на поверхности проводника.

Соотношение (2) связывает между собой комплексную амплитуду поверхностной плотности тока $J(\mathbf{r},\omega)$ с амплитудой касательной составляющей полного электрического поля $\mathbf{E}(\mathbf{r},\omega)$. Величина $\xi_0\mathbf{E}(\mathbf{r},\omega)$ с учетом того, что в рамках тонкопроволочного приближения поверхностная плотность тока зависит только от продольной координаты, определяется выражением

$$\xi_0 \mathbf{E}(\xi,\omega) = \frac{1}{j\omega\varepsilon_0}\int_L I(\xi',\omega)\left\{-\frac{\partial^2}{\partial\xi\xi'} + (\xi_0\xi'_0)k^2\right\}G(\xi,\xi')d\xi' + E_{tg}^{cm}(\xi,\omega), \qquad (3)$$

где ξ, ξ' – координаты точек наблюдения и интегрирования, отсчитываемые вдоль оси проводника; $I(\xi',\omega) = 2\pi a J(\xi',\omega)$ – полный ток через поперечное сечение проводника излучателя в точке ξ'; a – радиус проводника излучателя; $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число окружающего пространства на частоте ω; λ – длина волны; $E_{tg}^{cm}(\xi,\omega) = \xi_0 \mathbf{E}^{cm}(\xi,\omega)$; $G_q(\xi,\xi')$ – функция Грина свободного пространства волнового уравнения относительно векторного потенциала; ξ, ξ' – радиус-векторы точек наблюдения и интегрирования. Если ИС расположена в свободном пространстве, то $G_q(\xi,\xi') = e^{-jk_q|\xi-\xi'|}/4\pi|\xi-\xi'|$.

Интегрирование в (3) проводится вдоль всех проводников ИС. После чего, подставив (3) в (2), получим интегральное уравнение Поклингтона относительно тока вдоль проводников излучателя:

$$\int_L I(\xi',\omega)\left\{-\frac{\partial^2}{\partial\xi\partial\xi'} + (\xi_0\xi'_0)k^2\right\}G(\xi,\xi')d\xi' + \frac{j\omega\varepsilon_0}{2\pi a}Z_s I(\xi,\omega) = -j\omega\varepsilon_0 E_{ig}(\xi,\omega). \qquad (4)$$

В результате применения метода Галеркина данное уравнение сводится к системе линейных уравнений. Для этого искомое распределение тока $I(\xi',\omega)$ представляется в виде разложения по некоторой системе базисных функций $\{\Phi_m(\xi',\omega)\}$, $(m = \overline{1,M})$, то есть распределение находим из выражения

$$\mathbf{I}(\xi',\omega) = \sum_{m=1}^{M} I_m(\omega)\boldsymbol{\Phi}_m(\xi',\omega). \qquad (5)$$

Подставив (5) в (4), после умножения на весовые функции и интегрирования вдоль проводников структуры, получим

$$(\hat{\mathbf{Z}}_\Sigma + \hat{\mathbf{Z}}_d + \hat{\mathbf{Z}}_{\text{СЭ}} + \hat{\mathbf{Z}}_{\text{ПЭ}})\cdot\dot{\mathbf{I}} = \dot{\mathbf{U}}. \qquad (6)$$

Здесь: $\hat{\mathbf{Z}}_\Sigma$ – квадратная матрица размерности $M \times M$ с элементами

$$Z_{mn}(\omega) = \int_L\int_L \Phi_n(\xi,\omega_q)\Phi_m(\xi',\omega_q)\left[-\frac{\partial^2}{\partial\xi\partial\xi'} + (\xi_0\xi'_0)k_q^2\right]G_q(\xi,\xi')d\xi' d\xi; \qquad (7)$$

$\hat{\mathbf{Z}}_d$ – матрица размерности $M \times M$, элементы которой описывают влияние распределенного поверхностного импеданса проводника; $\hat{\mathbf{Z}}_{\text{СЭ}}$ – матрица, элементы которой описывают влияние элементов с сосредоточенными параметрами, включенных в структуру ИС (за исключением управляющих элементов; $\hat{\mathbf{Z}}_{\text{ПЭ}}$ – матрица, элементы которой описывают влияние управляющих (переключающих) элементов, включенных в структуру излучающей системы; $\mathbf{I} = \left(I_1(\omega), I_2(\omega), ..., I_M(\omega)\right)^T$ – матрица-столбец (вектор), элементами которой являются коэффициенты аппроксимации искомого распределения тока; $\mathbf{U} = \left(U_1(\omega), U_2(\omega), ..., U_M(\omega)\right)^T$ – матрица-столбец с элементами:

$$U_n(\omega) = -j\omega\varepsilon_0\int_L \Phi_n(\xi,\omega)E_{tg}^{\text{ст}}(\xi,\omega)d\xi. \qquad (8)$$

Индекс Т обозначает операцию транспонирования.

Соотношения (6) представляют собой систему линейных алгебраических уравнений относительно неизвестных коэффициентов разложения распределения тока вдоль проводни-

ков структуры. Считая, что ИС имеют только один вход для подключения внешних устройств, полученную систему можно представить в виде структуры изображенной на рис. 2. В приведенной схеме под свободными узлами ИС подразумеваются точки непосредственного соединения только проводников ИС друг с другом или с экраном. Включения ПЭ и ЭСП в этих узлах нет. Многополюсник ИС в схеме описывает только излучающую систему и характеризуется обобщенной матрицей собственных и взаимных сопротивлений $\hat{\mathbf{Z}} = \hat{\mathbf{Z}}_{\Sigma} + \hat{\mathbf{Z}}_{d}$ и системой действующих на его входах источников ЭДС $\mathbf{U}$. Система уравнений (12) является, по сути, системой уравнений состояния ИС. Эффективность ее решения и, следовательно, эффективность всей математической модели ИС в целом, зависит от выбора систем базисных функций.

В качестве базисных и весовых функций наиболее целесообразно использовать функции, обеспечивающие непрерывность тока, как вдоль ветвей, так и в узлах [3, 4]. Из этого следует равенство нулю суммарного тока всех ветвей, образующих какой-либо узел (выполнение закона Кирхгофа для токов). При этом некоторые авторы [5] отдают предпочтение кусочно-синусоидальным функциям, которые представляют собой разновидность базисных функций подобластей, совпадающих на участках с отличными от нуля значениями с синусоидальными функциями. Их применение обеспечивает: возможность эффективного вычисления элементов матрицы обобщенных импедансов $\hat{\mathbf{Z}} = \hat{\mathbf{Z}}_{\Sigma} + \hat{\mathbf{Z}}_{d}$ и вектора обобщенных напряжений $\mathbf{U}$, поскольку для многих интегралов в этом случае могут быть получены аналитические выражения; быстрая сходимость решения ИУ; возможность достаточно просто расширить алгоритм для расчета структур, имеющих включенные в рассечки сосредоточенные сопротивления нагрузки. Следует, однако, учесть, что для получения корректных результатов анализа излучателей, в структуру которых переключающие элементы включаются в произвольном сечении, требуется увеличение числа базисных функций, необходимых для корректной аппроксимации распределения тока. Как результат, это ведет к увеличению времени расчета матрицы собственных и взаимных сопротивлений. Обзор работ по данному вопросу и исследования с применением программы WIRE показали, что использование стандартных подходов при определении элементов Z_{mn} ограничивает быстродействие алгоритма и требует больших затрат времени. В связи с этим для решения задач синтеза требуется более рациональный способ формирования матрицы обобщенных импедансов $\mathbf{Z}(\omega_q)$. Рассмотрим некоторые возможности организации такого алгоритма.

Представим токи ветвей излучающей структуры в виде разложения по системе кусочно-синусоидальных функций. При этом ток каждой ветви может быть аппроксимирован произвольным количеством базисных функций, то есть ветви структуры разбиваются сечениями $\xi_k \ \ (k = 1,2,...)$ на некоторое число элементарных прямолинейных отрезков ("сегментов"), а n-я базисная функция определяется на двух соседних сегментах n и $(n+1)$ как совокупность двух отрезков синусоиды следующим образом [3]:

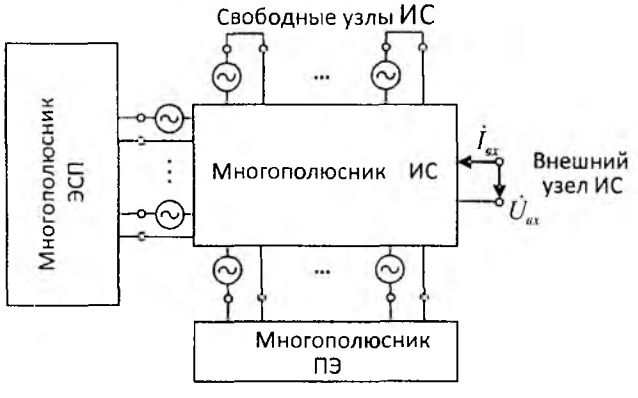


Рис. 2

$$\phi_n = \phi_n(\xi) = \mathbf{\Phi}_n\left(\xi, \omega_q\right) =$$

$$= \begin{cases} \dfrac{\sin k_q(\xi - \xi_{n-1})}{\sin k_q(\xi_n - \xi_{n-1})}\xi_{0n}, & \xi_{n-1} \le \xi \le \xi_n \\ \dfrac{\sin k_q(\xi_{n+1} - \xi)}{\sin k_q(\xi_{n+1} - \xi_n)}\xi_{0n+1}, & \xi_n \le \xi \le \xi_{n+1} \end{cases}, \quad (9)$$

где $\xi_{0,n}$, $\xi_{0,n+1}$ – орты, характеризующие

направления осей n-го и $(n+1)$-го сегментов соответственно; ξ – координата, отсчитываемая по оси сегмента в направлении его орта; ξ_n – координата начала n-го и $(n+1)$-го сегментов, то есть координата проводника, для которой амплитуда тока с частотой ω_q равна $I_n(\omega_q)$; ξ_{n-1}, ξ_{n+1} – координаты концов n-го и $(n+1)$-го сегментов соответственно (рис.3, *а*). Такая аппроксимация автоматически обеспечивает непрерывность распределения тока вдоль ветвей и обращение в нуль токов на свободных концах ветвей (рис.3,б).

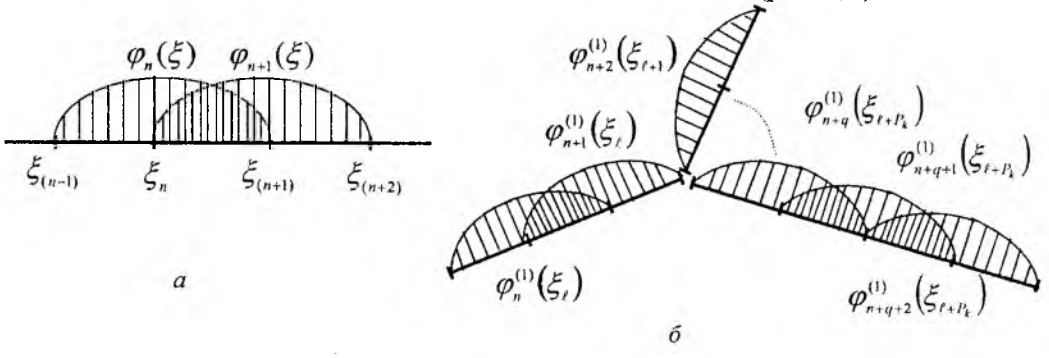


Рис. 3

Кроме того, возможность аппроксимации тока ветви произвольным количеством базисных функций отвечает требованию универсальности создаваемого алгоритма, так как в данном случае для повышения точности аппроксимации достаточно увеличить количество сегментов, на которые разбиваются ветви. Общая структура исходных данных при этом остается неизменной.

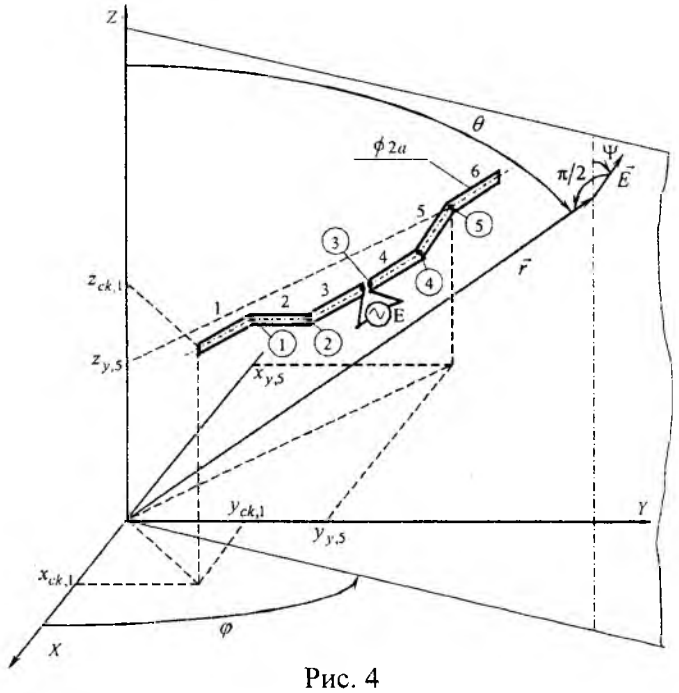


Рис. 4

Для формирования последовательности $\phi_n(\xi)$ необходимо иметь полное описание геометрии излучателя и информацию о количестве и (или) длине сегментов на каждой из ветвей. При описании геометрии проволочной структуры удобно ввести прямоугольную систему координат *XYZ*, а также пронумеровать все ветви и узлы излучателя (рис. 4). Нумерация в предлагаемом алгоритме выполняется произвольно последовательностью чисел натураль-ного ряда с единственным условием, что в каждом узле наименьший номер присваивается ветви с суммарным током (рис.5, *а*). Описание геометрии структуры будет полным и однозначным, если заданы следующие параметры: координаты всех узлов и свободных концов ветвей излучателя во введенной системе координат; радиусы проводников, образующих структуру; номера узлов, в которых начинаются и заканчиваются ветви; количество и номера внешних узлов (точки соединения двух и более ветвей, между которыми включаются сторонние источники возбуждения); количество и номера узлов, соединенных с экраном (при наличии последнего). Если в узлах излучающей структуры соединяется более двух ветвей, алгоритмизация решения задачи затрудняется, поскольку в точке разветвления должен выполняться закон Кирхгофа для токов проводников, входящих в разветвление

$$I_l(\xi_k)+I_{l+1}(\xi_k)+\ldots+I_{l+p_k}(\xi_k)=0, \qquad k=\overline{1,M_p}, \tag{10}$$

где ξ_k – координата k-го узла; $I_l(\xi_k)$ – ток l-го сегмента, образующего k-й узел в точке разветвления; (p_k+1) – общее количество сегментов, соединенных в k -м узле, равное количеству подключенных к этому узлу ветвей; M_p – общее число внутренних узлов в излучающей структуре (точки непосредственного соединения (путем замыкания) двух и более ветвей). В этом случае, для того чтобы определить распределение тока, необходимо решить систему уравнений (4) совместно с уравнениями (10). Последнее означает, что при изменении конфигурации структуры (то есть числа и вида разветвлений образующих ее проводников) изменится и вид решаемой системы линейных уравнений, а следовательно, необходимо будет внести изменения и в алгоритм ее решения.

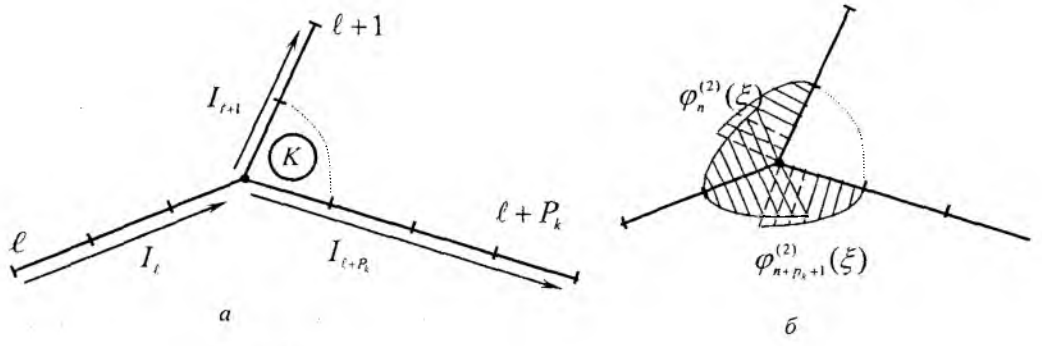


Рис. 5

Тем не менее, данное затруднение не является принципиальным для создания универсального алгоритма. Чтобы обойти его, представим последовательность базисных функций $\{\phi_n(\xi)\}$ в виде двух подпоследовательностей $\{\phi_n^{(1)}(\xi)\}$ и $\{\phi_n^{(2)}(\xi)\}$, которые формируются следующим образом. В $\{\phi_n^{(1)}(\xi)\}$ объединяются базисные функции, аппроксимирующие распределение тока вдоль ветвей проволочной структуры так, что токи на концах ветвей обращаются в нуль независимо от того, являются ли последние свободными или подключенными к узлам. Другими словами, распределение тока, аппроксимированного базисными функциями только из $\{\phi_n^{(1)}(\xi)\}$, соответствует току проволочной структуры, состоящей из несоединенных отрезков проводников (рис. 3, *б)*.

Элементами подпоследовательности $\{\phi_n^{(2)}(\xi)\}$ являются базисные функции, аппроксимирующие распределение тока в местах соединения ветвей (рис.5, *б*). При этом в каждом из узлов излучающей структуры, образованном соединением k ветвей, распределение тока можно аппроксимировать $(k-1)$ кусочно-синусоидальной функцией, каждая из которых определена на смежных ветвях (рис.5, *б*). В реализованном алгоритме подпоследовательность $\{\phi_n^{(2)}(\xi)\}$ выбрана так, чтобы одной из смежных ветвей для всех $(k-1)$ базисных функций из $\{\phi_n^{(2)}(\xi)\}$, которые аппроксимируют распределение тока в этом узле, была одна общая ветвь. Такой ветвью была выбрана ветвь с наименьшим номером l из P_k ветвей, соединяемых в узле. В качестве вторых смежных ветвей, на которых определяются базисные функции из $\{\phi_n^{(2)}(\xi)\}$, выбраны оставшиеся $(k-1)$ ветвей, образующие узел. Этим обеспечивается выполнение условия (10), так как ток l-й ветви является суммой токов оставшихся $(k-1)$ ветвей.

Таким образом, точность аппроксимации тока обеспечивается подпоследовательностью $\{\phi_n^{(1)}(\xi)\}$, а выполнение закона Кирхгофа в месте разветвления – подпоследовательностью

$\left\{\phi_n^{(2)}(\xi)\right\}$. Использование описанного способа формирования систем базисных функций позволило предложить следующие возможности повышения быстродействия алгоритма анализа излучающей системы РА.

Во-первых, если положить, что длины сегментов, на которые разбивается какая-либо из ветвей излучающей структуры, одинаковы, то соответствующая взаимодействию сегментов данной ветви диагональная клетка матрицы $\hat{\mathbf{Z}}$ является теплицевой матрицей, для формирования которой, как известно, достаточно вычислить одну из ее строк. Данное свойство позволяет повысить эффективность вычислений матрицы $\hat{\mathbf{Z}}$ по сравнению с тем случаем, когда вычисляются все её элементы.

Во-вторых, еще одна возможность повышения быстродействия алгоритма состоит в учете симметрии, присущей матрице $\hat{\mathbf{Z}}$, в частности, в исключении повторяющихся вычислений в блоках, соответствующих взаимодействию токов, соответствующих последовательности $\left\{\phi_n^{(2)}(\xi)\right\}$. Это легко осуществляется программным образом при описанном выше способе формирования подпоследовательностей $\left\{\phi_n^{(1)}(\xi)\right\}$ и $\left\{\phi_n^{(2)}(\xi)\right\}$, что приводит к значительному уменьшению времени вычислений матрицы $\hat{\mathbf{Z}}$. Обе эти возможности были реализованы в разработанном пакете программ.

Необходимо также отметить следующее. Предлагаемый выше способ формирования системы базисных функций обеспечивает выполнение закона Кирхгофа во внутренних узлах и обращение в нуль токов на свободных концах ветвей не на этапе решения системы уравнений (4), а еще на этапе формирования системы базисных функций для анализируемой структуры. Однако при этом необходимо учитывать, что он также накладывает и определенные ограничения относительно способа включения сосредоточенных элементов в структуру излучателя. Эти ограничения заключаются в способе описания многополюсников, содержащих нелинейные элементы, и связаны с принятой аппроксимацией тока в узле. Как было сказано выше, подпоследовательность $\left\{\phi_n^{(2)}(\xi)\right\}$ выбрана так, что для всех $(k-1)$ базисных функций, аппроксимирующих распределение тока в этом узле, одна из ветвей является общей, ток которой является суммой токов оставшихся $(k-1)$ ветвей. Следовательно, многополюсник, включаемый в данный узел, должен быть описан в терминах N-полюсников [6]. При этом общий узел N-полюсника (базисный узел) обязательно должен быть подключен к ветви излучающей структуры с наименьшим номером из тех ветвей, которые образуют узел. Заметим, что если многополюсник из сосредоточенных элементов включается в узел, образованный соединением двух ветвей (или в разрыв ветви), то такой многополюсник представляет собой двухполюсник (рис. 6) и указанное ограничение не имеет места.

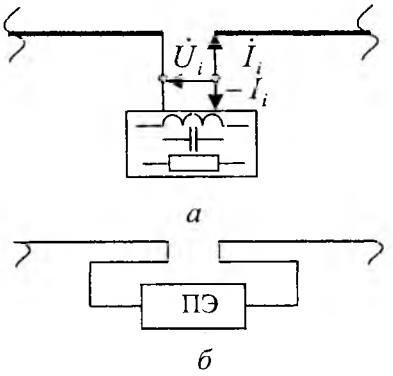


Рис. 6

Это ограничение существенно, если в узле излучающей структуры соединяется больше, чем две ветви. Более того, принятый способ формирования подпоследовательности $\left\{\phi_n^{(2)}(\xi)\right\}$ предполагает, что внутри многополюсника может быть непосредственная связь только между любым его узлом и базисным, т.е. не должно быть никаких сосредоточенных элементов, включенных между любыми двумя узлами, если ни один из них не является базисным (рис. 7).

Таким образом, описанный алгоритм определения распределения тока дает возможность разработки универсальной математической модели реконфигурируемых антенн с излучающими структурами сложной конфигурации.

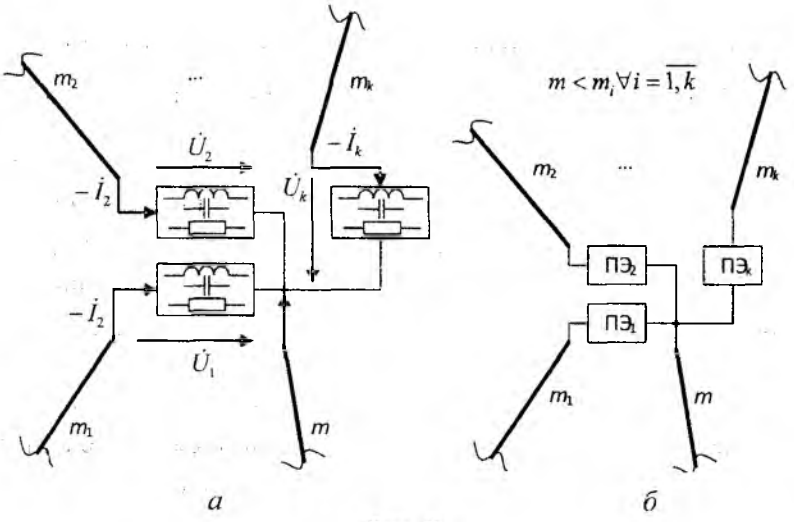


Рис. 7

Он реализован в виде отдельного программного модуля, исходными для которого являются данные о геометрии и свойствах излучающей системы, количестве и месте включения многополюсников с сосредоточенными элементами, точности аппроксимации искомого распределения тока, на основании которого формируются подпоследовательности базисных функций $\left\{\phi_n^{(1)}(\xi)\right\}$ и $\left\{\phi_n^{(2)}(\xi)\right\}$, а результатом вычисления – матрицы $\hat{\mathbf{Z}}_\Sigma$, $\hat{\mathbf{Z}}_d$ и $\hat{\mathbf{Z}}_{\text{СЭ}}$.

Следующим шагом в построении математической модели является получение выходных уравнений устройства. Такими уравнениями являются соотношения для определения внешних параметров моделируемого устройства.

Внешние параметры реконфигурируемых антенн

Исходным для определения внешних параметров РА является соотношение (6). Однако прежде чем непосредственно получить требуемые соотношения, необходимо учесть, что для использования их в задачах структурного синтеза в этих соотношениях должна содержаться зависимость от вектора внутренних параметров, описывающего структуру излучающей системы. При этом необходимо заметить, что с формальной точки зрения в качестве узлов излучающей структуры можно рассматривать все сечения проводников ξ_n, для которых из уравнения (6) определяются токи $I_n\left(\omega_q\right)$. Разъединение или соединение проводников в данных сечениях приводит к изменению структуры излучающей системы (ее конфигурации). Так, если предположить, что все сечения разомкнуты, то $I_n\left(\omega_q\right)=0 \;\; \forall\, n=\overline{1,M}$, т.е. излучающая система отсутствует. Если все сечения замкнуты, то излучающая система имеет исходную конфигурацию, заданную для моделирования. Если же некоторые из сечений разомкнуты, т.е. ток при $\xi=\xi_n$ равен нулю, то это эквивалентно изменению структуры излучателя. В том случае, если разомкнуты соседние сечения ξ_n и ξ_{n+1}, то это эквивалентно тому, что в ИС будет отсутствовать отрезок проводника длиной $\left|\xi_{n+1}-\xi_n\right|$. Существенным при этом является то, что такое изменение структуры не приводит к изменению матриц $\hat{\mathbf{Z}}_\Sigma$, $\hat{\mathbf{Z}}_d$ и $\hat{\mathbf{Z}}_{\text{СЭ}}$ в (6). В дальнейшем будем полагать, что вариация структуры ИС производится путем изменения состояния переключающих элементов, включенных в сечения ξ_n. Для удобства дальнейших выкладок введем следующие предположения: переключающие элементы включаются в произвольные сечения, число которых равно $N_{ПЭ}$ (в частном случае $N_{ПЭ}=M$); сопротивление i-го переключающего элемента $Z_{ПЭ}(\omega)$ в закрытом состоянии равно $Z_{ПЭ}^{C}(\omega)$, а в открытом – $Z_{ПЭ}^{O}(\omega)$; переключающие элементы и элементы с сосредоточенными параметрами включаются в различные сечения ИС. Обозначим через $\alpha-\alpha$, $\beta-\beta$ и $\gamma-\gamma$ группы сечений, в которые включаются элементы с сосредоточенными параметрами, переключающие элементы и сечения, являющиеся входом антенны соответственно. Полагаем также, что РА имеет один вход.

Последнее предположение позволяет представить входящие в (6) матрицы в блочном виде следующим образом:

$$\hat{\mathbf{Z}}_{\Sigma}=\begin{bmatrix}\hat{\mathbf{Z}}_{\Sigma\alpha\alpha} & \hat{\mathbf{Z}}_{\Sigma\alpha\beta} & \hat{\mathbf{Z}}_{\Sigma\alpha\gamma}\\ \hat{\mathbf{Z}}_{\Sigma\beta\alpha} & \hat{\mathbf{Z}}_{\Sigma\beta\beta} & \hat{\mathbf{Z}}_{\Sigma\beta\gamma}\\ \hat{\mathbf{Z}}_{\Sigma\gamma\alpha} & \hat{\mathbf{Z}}_{\Sigma\gamma\beta} & \hat{Z}_{\Sigma\gamma\gamma}\end{bmatrix},\ \hat{\mathbf{Z}}_{d}=\begin{bmatrix}\hat{\mathbf{Z}}_{d\alpha\alpha} & \hat{\mathbf{Z}}_{d\alpha\beta} & \hat{\mathbf{Z}}_{d\alpha\gamma}\\ \hat{\mathbf{Z}}_{d\beta\alpha} & \hat{\mathbf{Z}}_{d\beta\beta} & \hat{\mathbf{Z}}_{d\beta\gamma}\\ \hat{\mathbf{Z}}_{d\gamma\alpha} & \hat{\mathbf{Z}}_{d\gamma\beta} & \hat{Z}_{d\gamma\gamma}\end{bmatrix},$$

$$\hat{\mathbf{Z}}_{C\Theta}=\begin{bmatrix}\left\{\hat{Z}_{C\Theta}\right\} & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0\end{bmatrix},\ \hat{\mathbf{Z}}_{\Pi\Theta}=\begin{bmatrix}0 & 0 & 0\\ 0 & \left\{\hat{Z}_{\Pi\Theta}\right\} & 0\\ 0 & 0 & 0\end{bmatrix}. \qquad (11)$$

Здесь $\left\{\hat{Z}_{C\Theta}\right\}$ и $\left\{\hat{Z}_{\Pi\Theta}\right\}$ – диагональные матрицы, элементы которых представляют собой сопротивления элементов с сосредоточенными параметрами и переключающих элементов соответственно.

Для описания состояния переключающих элементов введем в рассмотрение диагональную матрицу $\{X\}$, размерность которой равна числу переключающих элементов. По сути, матрица $\{X\}$ представляет собой варьируемую часть вектора внутренних параметров РА, записанного в несколько иной форме, а именно – в форме диагональной матрицы. Диагональный элемент $x_{ii}=1$, если переключатель с номером i разомкнут (“open”) и $x_{ii}=0$ – если замкнут (“close”). Это позволяет выразить матрицу $\left\{\hat{Z}_{\Pi\Theta}\right\}$ через две матрицы $\left\{\hat{Z}^{O}_{\Pi\Theta}\right\}$ и $\left\{\hat{Z}^{C}_{\Pi\Theta}\right\}$, каждая из которых содержит сопротивления переключающих элементов только в открытом и только в закрытом состояниях и объединить матрицы $\hat{\mathbf{Z}}_{C\Theta}$ и $\hat{\mathbf{Z}}_{\Pi\Theta}$ следующим образом:

$$\mathbf{Z}_{L}=\begin{bmatrix}\left\{\hat{Z}_{C\Theta}\right\} & 0 & 0\\ 0 & \left\{\hat{Z}^{C}_{\Pi\Theta}\right\} & 0\\ 0 & 0 & 0\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}0 & 0 & 0\\ 0 & \left\{\hat{Z}^{C}_{\Pi\Theta}\right\}-\left\{\hat{Z}^{O}_{\Pi\Theta}\right\} & 0\\ 0 & 0 & 0\end{bmatrix}\begin{Bmatrix}0 & 0 & 0\\ 0 & \{X\} & 0\\ 0 & 0 & 0\end{Bmatrix}. \qquad (12)$$

Обозначим $\hat{\mathbf{Z}}_{\Sigma}+\hat{\mathbf{Z}}_{d}=\hat{\mathbf{Z}}_{\mathrm{r}}$ и для сокращения дальнейших выкладок введем обозначения:

$$\hat{Z}_{r\gamma\gamma}=\tilde{Z}_{r22};\ \mathbf{X}=\{X\}, \qquad (13)$$

$$\tilde{\mathbf{Z}}_{r11}=\left[\begin{array}{c|c}\hat{\mathbf{Z}}_{r\alpha\alpha} & \hat{\mathbf{Z}}_{r\alpha\beta}\\ \hline \hat{\mathbf{Z}}_{r\beta\alpha} & \hat{\mathbf{Z}}_{r\beta\beta}\end{array}\right], \qquad (14)$$

$$\tilde{\mathbf{Z}}_{L}(\mathbf{X})=\left[\begin{array}{c|c}\{Z_{C\Theta}\} & 0\\ \hline 0 & \{Z^{C}_{\Pi\Theta}\}\end{array}\right]-\left[\begin{array}{c|c}0 & 0\\ \hline 0 & \{Z^{C}_{\Pi\Theta}\}-\{Z^{0}_{\Pi\Theta}\}\end{array}\right]\left\{\begin{array}{c|c}0 & 0\\ \hline 0 & \{X\}\end{array}\right\}. \qquad (15)$$

Тогда (6) можно записать в виде

$$\left(\left[\begin{array}{c|c}\tilde{\mathbf{Z}}_{r11} & \tilde{\mathbf{Z}}_{r12}\\ \hline \tilde{\mathbf{Z}}_{r21} & \tilde{Z}_{r22}\end{array}\right]+\left[\begin{array}{c|c}\tilde{\mathbf{Z}}_{L}(\mathbf{X}) & 0\\ \hline 0 & 0\end{array}\right]\right)\cdot\mathbf{I}=\left[\begin{array}{c|c}\tilde{\mathbf{Z}}_{r11}-\tilde{\mathbf{Z}}_{L}(\mathbf{X}) & \mathbf{Z}_{r12}\\ \hline \mathbf{Z}'_{r21} & Z_{r22}\end{array}\right]\cdot\begin{pmatrix}\mathbf{I}_{1}\\ I_{2}\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}\mathbf{U}_{1}(\theta_{\mathrm{п}},\phi_{\mathrm{п}},\psi)\\ U_{2}(\theta_{\mathrm{п}},\phi_{\mathrm{п}},\psi)\end{pmatrix}. \qquad (16)$$

Таким образом, соотношение (16) является уравнением состояния, описывающим ИС приемной РА, возбуждаемой плоской волной, приходящей с направления $(\theta_{\mathrm{п}},\phi_{\mathrm{п}})$ и имеющей

угол поляризации ψ (см. рис. 4). Напряжение U_2, элементы вектора $\mathbf{U}_1(\theta,\phi,\psi)$ определяются из соотношения (8), в котором $\vec{\mathbf{E}}^{\text{ст}}(\theta_\text{п},\phi_\text{п})$ описывает поле возбуждающей волны

$$\vec{\mathbf{E}}^{\text{ст}}(\theta_\text{п},\phi_\text{п}) = E_0\vec{\varepsilon}\cdot e^{-j\vec{k}\vec{r}}, \tag{17}$$

где

$$\left.\begin{aligned} \vec{k}\vec{r} &= -k(x\sin\theta_\text{п}\cos\phi_\text{п} + y\sin\theta_\text{п}\sin\phi_\text{п} + zx\cos\theta_\text{п}) \\ \vec{\varepsilon} &= \varepsilon_x\vec{x}_0 + \varepsilon_y\vec{y}_0 + \varepsilon_z\vec{z}_0 \\ \varepsilon_x &= -(\sin\psi\sin\theta_\text{п} + \cos\psi\cos\theta_\text{п}\cos\phi_\text{п}) \\ \varepsilon_y &= \sin\psi\cos\theta_\text{п} - \cos\psi\cos\phi_\text{п}\sin\phi_\text{п} \\ \varepsilon_z &= \cos\psi\sin\theta_\text{п} \end{aligned}\right\}. \tag{18}$$

Естественно, что отсутствие нелинейных и невзаимных элементов в схеме (рис. 2) позволяет определить параметры ИС и в режиме передачи.

Приведем соотношения для основных выходных параметров РА.

Входное сопротивление. В этом случае $\mathbf{U}_1(\theta_\text{п},\phi_\text{п},\psi)\equiv 0$, $U_2(\theta_\text{п},\phi_\text{п},\psi) = \dot{U}_\text{вх}$ и (16) можно записать в виде двух уравнений:

$$\left.\begin{aligned} (\tilde{\mathbf{Z}}_{r11} + \tilde{\mathbf{Z}}_L(\mathbf{X}))\cdot\mathbf{I}_1 + \tilde{\mathbf{Z}}_{r12}\cdot I_2 &= 0 \\ \mathbf{Z}_{r21}\cdot\mathbf{I}_1 + \tilde{Z}_{r22}\cdot I_2 &= U_\text{вх} \end{aligned}\right\}, \tag{19}$$

Определив $\mathbf{I}_1$ из первого уравнения и подставив во второе уравнение, получим

$$Z_\text{вх} = \frac{U_\text{вх}}{I_2} = Z_{r22} - \mathbf{Z}_{r21}\cdot(\tilde{\mathbf{Z}}_{r11} + \tilde{\mathbf{Z}}_L(\mathbf{X}))^{-1}\mathbf{Z}_{r12}. \tag{20}$$

Векторная комплексная характеристика направленности

$$\vec{f}(\theta,\phi) = \vec{f}_2(\theta,\phi) - \tilde{\mathbf{Z}}_{r21}(\tilde{\mathbf{Z}}_{r11} + \tilde{\mathbf{Z}}_L(\mathbf{X}))^{-1}\vec{\mathbf{f}}_1(\theta,\phi). \tag{21}$$

Здесь: $\vec{f}_2(\theta,\phi)$ – векторная комплексная характеристика направленности базисной функции, аппроксимирующей распределение тока в окрестности входных клемм РА; $\vec{\mathbf{f}}_1(\theta,\phi)$ – матрица-столбец, элементами которой являются векторные комплексные характеристики токов, описываемых базисными функциями.

Коэффициент усиления в направлении (θ_0,ϕ_0)

$$\mathrm{G}_{\theta,\phi}(\theta_0,\phi_0) = \frac{4\pi r^2\left|E_{\theta,\phi}(\theta_0,\phi_0)\right|^2}{W_0\cdot P_\text{вх}} = \frac{[\vec{f}_{\theta,\phi 2}(\theta_0,\phi_0) - \tilde{\mathbf{Z}}_{r21}(\tilde{\mathbf{Z}}_{r11} + \tilde{\mathbf{Z}}_L(\mathbf{X}))^{-1}\vec{\mathbf{f}}_{\theta,\phi 1}(\theta_0,\phi_0)]^2}{30\,\mathrm{Re}[\mathbf{Z}_{r22} - \mathbf{Z}_{r21}\cdot(\tilde{\mathbf{Z}}_{r11} + \tilde{\mathbf{Z}}_L(\mathbf{X}))^{-1}\mathbf{Z}_{r12}]}. \tag{22}$$

Видно, что все основные характеристики РА (входное сопротивление, диаграмма направленности, коэффициент усиления) зависят от выбранного вектора входных параметров, то есть определяются состоянием переключающих элементов. Из (20) - (22) также видно, что, при вычислении любого параметра РА используется процедура обращения матрицы $(\tilde{\mathbf{Z}}_{r11} + \tilde{\mathbf{Z}}_L(\mathbf{X}))$, от эффективности которой существенно зависит и эффективность всей процедуры синтеза РА. В упомянутой выше программе моделирования обращение матрицы проводится с использованием метода Гаусса - Жордано, для которого время обращения матрицы оценивается как $t \sim N^3$. Поэтому увеличения быстродействия процедуры синтеза можно достичь уменьшением размерности обращаемых матриц. В общем случае размерность матрицы $(\tilde{\mathbf{Z}}_{r11} + \tilde{\mathbf{Z}}_L(\mathbf{X}))$ определяется количеством переключающих элементов в схеме, сама

матрица является матрицей общего вида. Однако эта матрица представляет собой сумму двух матриц $\tilde{\mathbf{Z}}_{r11}$ и $\tilde{\mathbf{Z}}_L(\mathbf{X})$, одна из которых, а именно $\tilde{\mathbf{Z}}_L(\mathbf{X})$, является диагональной матрицей, элементы которой представляют собой сопротивления переключающих элементов в замкнутом или разомкнутом состояниях. Следовательно, элементы матрицы $\tilde{\mathbf{Z}}_L(\mathbf{X})$ близки к нулю, когда переключающий элемент замкнут, и стремятся к бесконечности, когда ПЭ разомкнут. Этим обстоятельством можно воспользоваться с целью увеличения быстродействия алгоритма обращения матрицы $(\tilde{\mathbf{Z}}_{r11}+\tilde{\mathbf{Z}}_L(\mathbf{X}))$.

Суть предлагаемой модификации состоит в следующем. Сгруппируем в матрицах $\tilde{\mathbf{Z}}_{r11}$, $\tilde{\mathbf{Z}}_L(\mathbf{X})$, $\tilde{\mathbf{Z}}_{r12}$, $\tilde{\mathbf{Z}}_{r21}$ и векторах $\mathbf{I}_1$, $\mathbf{U}_1(\theta_\text{п},\phi_\text{п},\psi)$ элементы, относящиеся к замкнутым и разомкнутым состояниям переключателей, в отдельные блоки. Тогда уравнение состояния можно записать в виде:

$$\left(\left[\begin{array}{cc|c} \tilde{\mathbf{Z}}^{oo}_{r11} & \tilde{\mathbf{Z}}^{oc}_{r11} & \tilde{\mathbf{Z}}^{o}_{r12} \\ \tilde{\mathbf{Z}}^{co}_{r11} & \tilde{\mathbf{Z}}^{cc}_{r11} & \tilde{\mathbf{Z}}^{c}_{r12} \\ \hline \tilde{\mathbf{Z}}^{o}_{r21} & \tilde{\mathbf{Z}}^{c}_{r21} & \tilde{Z}_{r22} \end{array}\right]+\left[\begin{array}{cc|c} \tilde{\mathbf{Z}}^{o}_{L}(\mathbf{X}) & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{\mathbf{Z}}^{c}_{L}(\mathbf{X}) & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 \end{array}\right]\right)\cdot\begin{pmatrix}\mathbf{I}^o_1\\ \mathbf{I}^c_1\\ I_2\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}\mathbf{U}^o_1(\theta_\text{п},\phi_\text{п},\psi)\\ \mathbf{U}^c_1(\theta_\text{п},\phi_\text{п},\psi)\\ U_2(\theta_\text{п},\phi_\text{п},\psi)\end{pmatrix}, \tag{23}$$

или в развернутом виде

$$\left.\begin{aligned}(\tilde{\mathbf{Z}}^{oo}_{r11}+\tilde{\mathbf{Z}}^{o}_{L}(\mathbf{X}))\mathbf{I}^o_1+\tilde{\mathbf{Z}}^{oc}_{r11}\mathbf{I}^c_1+\tilde{\mathbf{Z}}^{o}_{r12}I_2&=\mathbf{U}^o_1(\theta_\text{п},\phi_\text{п},\psi)\\ \tilde{\mathbf{Z}}^{co}_{r11}\mathbf{I}^o_1+(\tilde{\mathbf{Z}}^{cc}_{r11}+\tilde{\mathbf{Z}}^{c}_{L}(\mathbf{X}))\mathbf{I}^c_1+\tilde{\mathbf{Z}}^{c}_{r12}I_2&=\mathbf{U}^c_1(\theta_\text{п},\phi_\text{п},\psi)\\ \tilde{\mathbf{Z}}^{o}_{r21}\mathbf{I}^o_1+\tilde{\mathbf{Z}}^{c}_{r21}\mathbf{I}^c_1+\tilde{Z}_{r22}I_2&=U_2(\theta_\text{п},\phi_\text{п},\psi)\end{aligned}\right\}. \tag{24}$$

Так как диагональные элементы матрицы $\tilde{\mathbf{Z}}^{o}_{L}(\mathbf{X})$ $\tilde{Z}^{o}_{Lii}(\mathbf{X})\to\infty$, то соответствующие элементы I^o_{1ii} вектора $\mathbf{I}^o_1$, должны стремиться к нулю, то есть нет необходимости определять $\mathbf{I}^o_1$. В этом случае (24) можно записать следующим образом:

$$\left.\begin{aligned}(\tilde{\mathbf{Z}}^{cc}_{r11}+\tilde{\mathbf{Z}}^{c}_{L}(\mathbf{X}))\mathbf{I}^c_1+\tilde{\mathbf{Z}}^{c}_{r12}I_2&=\mathbf{U}^c_1(\theta_\text{п},\phi_\text{п},\psi)\\ \tilde{\mathbf{Z}}^{c}_{r21}\mathbf{I}^c_1+\tilde{Z}_{r22}I_2&=U_2(\theta_\text{п},\phi_\text{п},\psi)\end{aligned}\right\}. \tag{25}$$

Учитывая (23), соотношения для определения выходных параметров РА примут вид:
входное сопротивление:

$$Z_\text{вх}=Z_{r22}-\mathbf{Z}^c_{r21}\cdot(\tilde{\mathbf{Z}}^c_{r11}+\tilde{\mathbf{Z}}^c_L(\mathbf{X}))^{-1}\mathbf{Z}^c_{r12}, \tag{26}$$

характеристика направленности:

$$\vec{f}(\theta,\phi)=\vec{f}_2(\theta,\phi)-\mathbf{Z}^c_{r21}\cdot(\tilde{\mathbf{Z}}^c_{r11}+\tilde{\mathbf{Z}}^c_L(\mathbf{X}))^{-1}\vec{\mathbf{f}}^c_1(\theta,\phi), \tag{27}$$

коэффициент усиления:

$$\mathrm{G}_{\theta,\phi}(\theta_0,\phi_0)=\frac{[\vec{f}_{\theta,\phi 2}(\theta_0,\phi_0)-\mathbf{Z}^c_{r21}\cdot(\tilde{\mathbf{Z}}^c_{r11}+\tilde{\mathbf{Z}}^c_L(\mathbf{X}))^{-1}\vec{\mathbf{f}}^c_{\theta,\phi 1}(\theta_0,\phi_0)]^2}{30\,\mathrm{Re}[Z_{r22}-\mathbf{Z}^c_{r21}\cdot(\tilde{\mathbf{Z}}^c_{r11}+\tilde{\mathbf{Z}}^c_L(\mathbf{X}))^{-1}\mathbf{Z}^c_{r12}]}. \tag{28}$$

Видно, что для вычисления выходных параметров антенны не требуется обращения всей матрицы $(\tilde{\mathbf{Z}}_{r11}+\tilde{\mathbf{Z}}_L(\mathbf{X}))$, а необходимо обратить только ее блок, относящийся к замкнутым переключающим элементам, размерность которого может быть существенно меньше, чем размерность всей матрицы $(\tilde{\mathbf{Z}}_{r11}+\tilde{\mathbf{Z}}_L(\mathbf{X}))$.

Представленная математическая модель позволяет существенно сократить время решения задач структурного синтеза, представляющего собой итерационный процесс. В ходе

данного процесса производится поиск такого состояния управляющих элементов, при котором тот или иной выходной параметр РА будет наиболее близок к требуемым значениям.

Предложенный алгоритм вычисления внешних параметров РА был реализован в виде подпрограммы на языке Fortran-90 и включен в состав пакета программ структурного синтеза РА. Эффективность была проверена путем сравнения времени решения задачи синтеза при использовании соотношений (20) - (22) и времени решения задачи синтеза с использованием соотношений (26) - (28).

На рис. 8 показана зависимость количества замкнутых переключающих элементов для генерируемых в процессе синтеза первых 30 состояний одного из вариантов синтезируемой РА. При этом предполагалось, что исходная структура содержит 26 ПЭ. Сгенерированные в результате выполнения генетического алгоритма случайным образом структуры содержали от 2 до 25 замкнутых ПЭ. На этом же графике горизонтальная штрих-пунктирная линия соответствует общему количеству переключателей (N=26). Таким образом, время обращения матрицы при анализе одной структуры сокращено от $(26/25)^3 = 1{,}12$ раза – для структуры с 25 замкнутыми переключателями, до $(26/2)^3 = 2197$ раз – для структуры с 2 замкнутыми переключателями. При этом общее время решения задачи синтеза было сокращено в 8,3 раза.



Рис. 8

Выводы

В работе представлена математическая модель тонкопроволочных реконфигурируемых антенн, базирующаяся на методе интегральных уравнений и учитывающая специфику задач структурного синтеза РА.

1) Определены соотношения для расчета параметров многополюсников, входящих в ее схему, получены уравнения состояния.

2) Описаны приемы, используемые для повышения эффективности вычисления распределения тока вдоль проводников излучающей структуры.

3) Рассмотрен вопрос о нахождении внешних параметров РА, то есть параметров, описывающих ее связь и с внешним пространством, и с устройствами, подключаемыми к проводникам структуры. Соотношения для определения внешних параметров получены в зависимости от матрицы конфигурации ИС, что позволяет непосредственно применить их для формирования критериев качества в задачах структурного синтеза излучающих систем.

Эффективность принятого подхода подтверждена математическим моделированием.

Список литературы: 1. *Лучанинов А. И.* Математическая модель и алгоритм анализа электродинамических характеристик проволочных излучателей сложной геометрии // А. И. Лучанинов, О. Б. Лиштаев, С. В. Толстова, В. М. Шокало / Радиотехника (Москва). 1992. № 1-2. С. 53-54. 2. *Лучанинов А. И.* Пакет программ «WIRE» для моделирования тонко проволочных антенн произвольной конфигурации с линейным и нелинейным свойствами поверхностного импеданса / А. И. Лучанинов, Д. С. Гавва, М. А. Омаров // Прикладная радиоэлектроника. 2002. Т. 1, № 2. С. 225-230. 3. *Moment* methods in electromagnetics. Techniques & Applications / Ed. by J. Moore, R. Pizer. N.Y.: McMillan, 1984. 246 p. 4. *Gibson W. C.* The method of moments in electromagnetic / W. C. Gibson. Boca Raton, FL.: Chapman & Hall CRC, 2008. 272 p. 5. Вычислительные методы в электродинамике / Под ред. *Р. Митры*; Пер. с англ. под ред. *Э.Л. Бурштейна.* М.: Мир, 1977. 485 с. 6. *Сигорский В. П.* Основы теории электронных схем / В. П. Сигорский, А. И. Петренко. К.: Техніка, 1967. 610 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 05.02.2010

УДК 622.396.671; 621.314.6

А.Г. ШУБОВ

О НЕКОТОРЫХ ПОДХОДАХ К СОЗДАНИЮ СИСТЕМ БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ

1. Передача энергии СВЧ лучом

Возможности системы передачи энергии СВЧ лучом (СПЭСЛ) впервые были продемонстрированы В. Брауном в 1976 г. Принцип ее работы заключался в фокусировке энергии передающей антенны на приемно-выпрямительной антенне (ректенне). В 1968 г. П. Глезер предложил проект солнечной космической электростанции (СКЭС), построенной по тому же принципу.

Разработка СПЭСЛ продолжает оставаться актуальной задачей. Цель статьи – сопоставить направления, в которых к настоящему времени достигнуты определенные продвижения, с некоторыми новыми предлагаемыми решениями в этой области.

Первое десятилетие после появления идеи СКЭС характеризовалось значительным интересом к проекту известных аэрокосмических компаний. Затем в США была осуществлена первая государственная программа. Работы в этом направлении проведены и в России.

По инициативе директора НИИ «Радиофизика» Г.Г. Бубнова и Я.С. Шифрина, возглавлявшего в то время кафедру Харьковского технического университета радиоэлектроники, пути создания системы такого типа рассматривались совместно в 80-х годах. Кафедрой, Я.С. Шифриным, А.И. Лучаниновым и их коллегами осуществлялись теоретические исследования приемно-выпрямительных антенн (ректенн). В «Радиофизике» теоретические работы анализировались А.Н. Егоровым. Ю.Г. Владыченский и А.Е. Локтионов исследовали на фрагментах ректенн свойства диодов Шоттки с излучателями.

Многих тогда привлекла идея размещения в космосе крупноапертурной передающей антенны. В связи с этим «Радиофизика» проводила предварительную конструкторскую проработку таких АФУ (Б.А. Ремизов, Е.Г. Глезерман и другие). Был проведен расчет и выполнено эскизное проектирование несущих конструкций из углепласта, пригодных для эксплуатации в условиях открытого космоса. В филиале «Радиофизики», в г. Сызрани, было создано технологическое оборудование и освоено производство изделий из этого материала. В качестве первых шагов были разработаны и испытаны в наземных условиях зеркальные антенны, выполненные из углепласта (Г.Г. Бубнов, Б.Е. Кинбер, В.А. Колобов, В.И. Классен, А.В. Шишлов, В.И. Стеблин).

В 1986 г. эта тематика была передана из «Радиофизики» в другой институт. Как следует из публикаций, работы на кафедре Харьковского национального университета радиоэлектроники (ХНУРЭ) успешно продолжаются по настоящее время.

Антенны с нелинейными элементами. В ХНУРЭ впервые была создана достаточно общая теория антенных решеток с нелинейными элементами, одной из разновидностей которых является ректенна [1, 2].

В [1] показано, что анализ антенн с нелинейными элементами не исчерпывается только областью передачи энергии. Он необходим также для решения ряда других задач.

Разработка антенных решеток немыслима без строгого электродинамического анализа с учетом связей между ее элементами. Теория антенных решеток с нелинейными элементами – это обобщение методов анализа «обычных» решеток, та основа, без которой не может быть построен весь дальнейший фундамент. При оптимизации антенн с нелинейными элементами используется довольно сложный математический аппарат. Аналитические и вычислительные методы, развитые ХНУРЭ [1, 2], позволили решить многие задачи, связанные с особенностями конструкции излучателей с нелинейными элементами и режимами работы системы.

Необходимость исследований устройств с нелинейными элементами становится все более насущной и требует привлечения широкого круга разработчиков.

В настоящее время чтобы сделать проектирование антенн и СВЧ устройств более эффективным в дополнение к развивающимся методам анализа созданы коммерческие компьютерные программы, в том числе High Frequency System Simulator (HFSS) и другие. Применение подобных программ стало возможным благодаря достижениям компьютерных технологий, что позволяет сократить время для оптимизации конструкций и свести к минимуму дорогостоящие экспериментальные работы. Не исключено, что коммерческие компьютерные программы будут обобщены на случай антенн с нелинейными элементами.

Имеются результаты использования метода FDTD (finite-difference time-domain method) для моделирования элементов ректенн. Видимо, применение таких подходов будет расширяться на основе достижений ХНУРЭ.

Работа, выполненная кафедрой ХНУРЭ, позволила, в частности, как задать требования к отдельному приемно-выпрямительному элементу (ПВЭ) и оптимизировать его конструкцию для различных применений, так и решить системные задачи расчета и конструирования всего комплекса, включающего передающую и приемную антенны, в целом. В ХНУРЭ была создана и испытана экспериментальная линия передачи энергии, что в условиях учебного института, как можно предполагать, было сопряжено с преодолением известных трудностей экономического характера. Итоги этой работы на определенном этапе (2001 г.) зафиксированы во [2].

Проекты СКЭС и SPS 2000. Краткий исторический обзор и состояние разработки СВЧ систем передачи энергии в последние годы (по декабрь 2007 г.) отражены в [3 – 5]. По словам автора [3], современный уровень развития СВЧ электроники позволяет рассчитывать на передачу энергии со спутника, расположенного на геостационарной орбите, на Землю с КПД = (70 – 75)%. На частоте 2.45 *ГГц* диаметр передающей антенны составляет около 1 *км*, размеры ректенны на Земле – 10*км* x 15 *км* для широты местности 35°. Мощность на выходе Солнечной Космической Электростанции (СКЭС) принимается равной 5 *ГВт*. При этом плотность СВЧ потока – 23 $кВт/м^2$ в центре передающей антенны и 230 $Вт/м^2$ в центре приемной антенны.

В Японии были начаты работы по созданию прототипа СКЭС мощностью 10 *МВт*, что может быть реализовано с помощью имеющихся ракетоносителей и позволило бы накопить опыт для разработки коммерческих систем. Этот проект (SPS 2000 [3]) получил поддержку ряда государств. Отмечается позитивный опыт международного сотрудничества в других областях техники. По имеющимся оценкам, подобное сотрудничество может привести к созданию СКЭС на 5 – 10 *МВт* через 10 – 20 лет. Создать полномасштабные коммерческие СКЭС на 5 – 10 *ГВ*т удастся не ранее, чем через 30 – 50 лет.

Для сравнения приведем ожидаемые сроки реализации международного проекта термоядерного реактора (ITER), упомянутого в [3]. На конференции по воздействию радиочастотных потоков большой мощности на плазму (Флорида, май 2007) г. была озвучена такая цифра: окончание фазы сооружения ITER – 2016 г. при достаточно напряженном темпе работ.

Проект SPS 2000 предусматривает размещение на низкоорбитальной платформе (рис. 1), на высоте 1100 *км*, призмы. Ее длина – 302 *м*, боковые стороны – 326 *м*. На боковых панелях размещены солнечные преобразователи. На горизонтальной части находится ФАР в виде квадрата 132 *м* x 132 *м*. Ее общая площадь – 17000 $м^2$.

Альтернатива ректеннам. В [3] указано, что ректенна – высокоэффективная приемно-преобразовательная система. Однако низковольтность диодов и необходимость их последовательной коммутации может приводить к лавинообразным пробоям. Циклотронный преобразователь энергии в постоянный ток [6] позволяет в значительной мере устранить эту проблему. Судя по ссылкам, В.А. Ванке предложил использовать для этой цели циклотрон еще в 1990 г. Это направление развивается им совместно с H. Matsumoto, N. Shinohara и A. Kita.

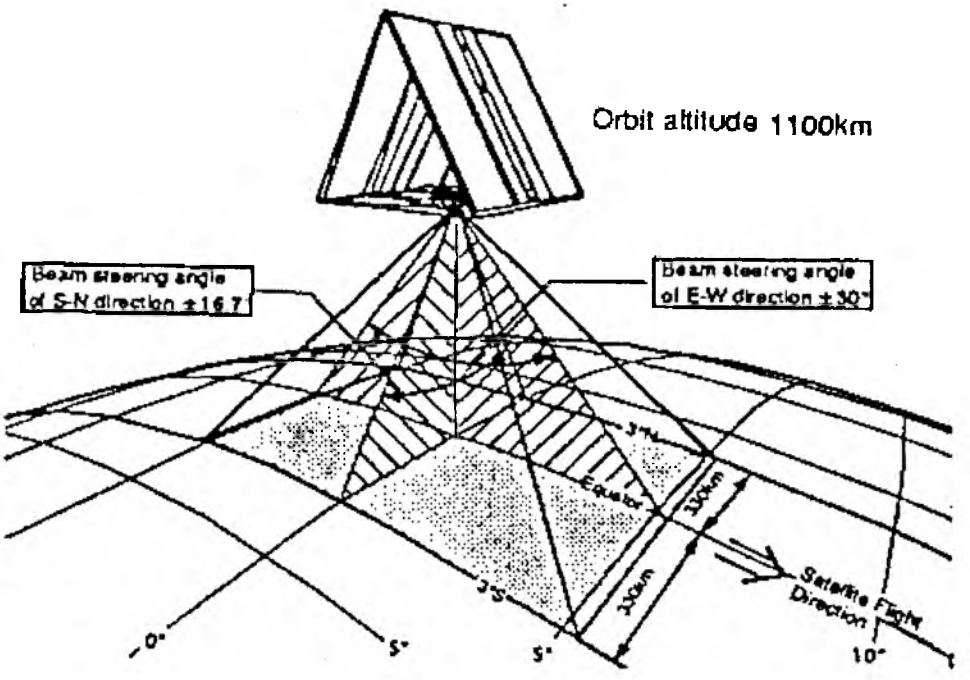


Рис. 1

В патенте [7] заявлен способ передачи энергии в вакууме (1998 г.). В нем также отмечается низкая надежность полупроводниковых диодов, наряду с другими их недостатками. Передачу энергии предлагается осуществлять на частоте не ниже 30 – 37 *ГГц*. Передающая антенна выполняется в виде активной антенной решетки из модулей в виде двухзеркальных антенн Кассегрена (1500 зеркал диметром 0.5 *м*). Мощность на входе каждого модуля 1 *MBm*. Приемная антенна представляет собой нефазируемую решетку из 1500 рупорных излучателей, плотно заполняющих ее апертуру диаметром 10 *м*. Мощность порядка 1 *MBm* на выходе каждого канала поступает на автономный электронный преобразователь СВЧ энергии в постоянный ток (гиротронное преобразование).

Идея электронного преобразователя [6, 7] может быть реализована, по крайней мере, когда каждый преобразователь связан с антенной модуля, имеющей относительно малую апертуру. При этом условии требования к точности ориентации модулей на передающую антенну являются приемлемыми.

Ректенны на полупроводниковых приборах строятся на основе слабонаправленных излучателей и не имеют этого ограничения.

В то же время, с целью снижения падающей мощности на единицу площади, занимаемой совокупностью ПВЭ в ректенне, при той же величине суммарной принимаемой мощности, так же, по-видимому, как и в случае преобразователей электронного типа, могут быть применены модули с большей направленностью. Размеры модулей также необходимо выбрать с учетом требуемой точности их ориентации. Снижения плотности потока СВЧ мощности на ПВЭ можно попытаться достигнуть за счет расположения их не непосредственно в апертуре приемной антенны, а распределить их по всей глубине модуля, то есть, используя весь его объем. Чтобы понять, насколько это практически реализуемо, нужно, в первую очередь, решить две задачи.

Одна из них – электродинамическая. Представим себе антенную решетку, выполненную из излучателей, нагруженных на сверхразмерные многомодовые волноводы с использованием одной рабочей моды. В поперечной плоскости между волноводами имеется зазор. ПВЭ располагаются на боковых и торцевых стенках волноводов. Величина связи ПВЭ с полостью волновода изменяется по его длине таким образом, чтобы обеспечить, по возможности, равномерное

распределение мощности на единицу площади ПВЭ. Эта задача в какой-то мере эквивалентна той, что приходится решать в волноводно-щелевых антеннах с бегущей волной.

Другая задача связана с выбором необходимой величины зазора между волноводами. Здесь необходимо расположить ПВЭ, включая фильтры, и систему сбора мощности по постоянному току. Такая конструкция более соответствует диапазонам сравнительно длинных волн, где соотношение размеров зазоров между волноводами и поперечного сечения сверхразмерного волновода являются приемлемыми.

Как вариант может быть рассмотрено расположение ПВЭ на плоских параллельных поверхностях, перпендикулярных направлению распространения волны (многослойная ректенна) подобно известной системе RADANT, с постепенным возрастанием эффективной приемной поверхности ПВЭ от слоя к слою. Для этого несущие конструкции для ПВЭ и систему сбора постоянного тока требуется сделать достаточно радиопрозрачными, например, за счет соответствующего выбора поляризации поля.

Стоимость устройства при увеличении числа диодов соответственно возрастает.

В отличие от волноводно-щелевых антенн, где параметры элементов связи, а следовательно, и распределение ответвляемой мощности вдоль волновода, зависят от частоты, в антенне с нелинейными элементами есть еще зависимость их от мощности на входе волновода. Это может приводить к недопустимой перегрузке диодов в процессе эксплуатации. Чтобы избежать этого, нужна система обратной связи (возможно, даже с передающей позицией), что позволило бы отключать систему излучения при недопустимых колебаниях выходной мощности. Задача создания объемных конструкций из ПВЭ осложняется также их побочными излучениями.

Неравномерное амплитудное распределение поля в апертуре приемной антенны требует использовать различную конструкцию элементов в центре и на краях антенны, что ведет к ее удорожанию.

Все это свидетельствует о том, что простые, на первый взгляд, решения могут, в конечном счете, вызвать серьезные проблемы. Как и во всякой разработке, требуются поисковые исследования.

Сравнение обоих типов преобразователей правомерно только при одинаковых конкретных технических и эксплуатационных требованиях. Сейчас говорить об этом преждевременно. По-видимому, чтобы оценивать радиотехнические характеристики, надежность и стоимость подобных систем еще предстоит пройти ряд ступенек исследований. Можно ожидать, что и технология полупроводниковых приборов не будет оставаться на месте, характеристики их будут повышаться.

Альтернативы СКЭС и SPS 2000. В [8], приведены предложения по созданию демонстрационной космической солнечной электростанции, иной по сравнению со SPS 2000. В [9] предлагаются новые решения в создании СКЭС. Часть авторов в [8 и 9] – одна и та же. Они представляют ФГУП «НПО им. С.А.Лавочкина» (В.К. Сысоев, Г.М. Полищук, К.М. Пичхадзе и другие).

Отмечается, что создание космического сооружения в тысячи метров и сотни тонн сложнейших конструкций, даже с учетом прогресса в области технологии высокоэффективных солнечных фотобатарей, пока не ожидается. Последние предложения по созданию демонстрационной низкоорбитальной космической электростанции (имеется в виду SPS 2000) также не вселяют оптимизм. Такая система может работать по ограниченному району с продолжительностью не более нескольких минут и иметь при этом большие массогабаритные параметры.

Идея демонстрационной космической солнечной электростанции (ДКЭС), предложенная в [8], состоит в проведении космического эксперимента, который должен предшествовать созданию промышленного образца СКЭС, базироваться на современных достижениях электроники, схемотехники, производства композитных материалов и обеспечить максимально достижимые характеристики на данном этапе. Запуск спутника-электростанции может быть

выполнен одной ракетой-носителем типа «Протон». Расчетная излучаемая мощность – 100 *кВт* с орбиты около 500 – 600 *км*, с приемом только части этой мощности. Передающая ФАР состоит из модулей планарной конструкции, в которых функции преобразования солнечной энергии и создания микроволнового излучения соединены воедино: с одной стороны – фотопреобразователи, с другой – излучатели антенны. В [3] аналогичное решение (Япония) названо «сэндвич-конструкцией». Помимо довольно детального изложения принципов построения и конструктивных особенностей всех элементов ДКЭС и системы в целом, даются схемы двухэтапного развертывания панели модулей. В сложенном состоянии ДКЭС находится под обтекателем ракеты-носителя. После развертывания общая площадь апертуры модулей – около 500 $м^2$. Используется выделенная частота передачи энергии в сантиметровом диапазоне волн.

В [8] указываются последовательные шаги к созданию в перспективе промышленной СКЭС. Действительно, демонстрационный макет, как глубоко бы он ни был бы проработан, имеет смысл только в том случае, если он ведет к ясной конечной цели. Один из таких шагов, выделенных в [8], – разработка концепции СКЭС с использованием флотилии синхронно-управляемых спутников-электростанций.

В [9] эта концепция получает дальнейшее развитие. Основываясь на опыте своего предприятия, авторы предлагают три основных принципа промышленной СКЭС:

- построение системы фотопреобразователей солнечной энергии и излучающей антенны из автономных информационно связанных спутников, управляемых по пилот-сигналу с Земли;
- использование коротковолнового СВЧ диапазона вплоть до миллиметровых радиоволн, длина волны до 1 – 10 *мм*, для передачи энергии со спутников на ректенну;
- размещение ректенны на высотных привязных аэростатах.

На основании анализа предлагаемой концепции делается заключение:

«Необходимо уже сейчас начать проектно-конструкторские и технологические работы в этом направлении, которые позволят России идти без отставания по сравнению с другими странами в решении проблемы будущего энергетического кризиса».

В отличие от [8], в [9] не приводятся хотя бы приближенные численные оценки параметров предлагаемой системы.

Рассмотрим кратко (в несколько другом порядке) проблемы, связанные с разработкой для нее антенных устройств.

1. Переход от частоты 2.45 *ГГц* к миллиметровым волнам (ММДВ) приводит к резкому уменьшению габаритных размеров антенных устройств. Антенны для высокопотенциальных РЛС в Ка-дапазоне (длина волны около 9 *мм*) реализованы. Самая крупная в мире ФАР ММДВ создана в ОАО «Радиофизика» (Генеральный Конструктор А.А. Толкачев).

В настоящее время активно осваивается диапазон 170 *ГГц*. Создан гиротрон с импульсной мощностью 1 *МВт* (правда, для других целей и условий эксплуатации).

Для разработки антенн ММДВ нужно преодолеть ряд проблем (по сравнению с проектом антенны на частоте 2.45 *ГГц*).

Рассматриваются пути создания антенных решеток на частоте 170 *ГГц*. По аналогии с антенной в Ка-диапазоне, на этой частоте возможна [10] конструкция ФАР с большой излучаемой мощностью из модулей, размеры которых в 30 – 50 раз превосходят длину волны и зависят от требуемой точности ориентации подрешетки, а также от заданного сектора электрического сканирования ФАР. В каждом модуле должен содержаться управляемый элемент, регулирующий фазу излучаемого поля

Одна из главных проблем – создание элементной базы для мощных передающих ФАР ММДВ для работы в условиях космоса.

Во [2] использование ММДВ отмечается как одно из наиболее важных направлений для создания ректенны в этом диапазоне. Нелинейность в ПВЭ должна рассматриваться как рас-

пределенная. Теория антенн с сосредоточенными элементами (на базе диодов Шоттки) оказывается не пригодной. Основы для такого нового подхода во [2] сформулированы.

2. Говоря о применении информационно связанных спутников, авторы [8, 9] предполагают, что на каждом из них может быть развернута автономная панель с фотопреобразователями, выполняющая также функции подрешетки передающей антенны. Это предложение основывается, во-первых, на разрабатываемых проектах двух-трех информационно связанных с высокой точностью спутниковых систем для космических телескопов. Высказывается мнение, что на базе таких технологий можно создать в будущем систему автономных спутников с панелями фотопреобразователей, связанными в одну своеобразную фазированную антенную решетку. При этом антенное поле на геостационарной орбите будет формироваться из «флотилии таких космических аппаратов». Расстояние между спутниками может выдерживаться с точностью 1 *мм*.

Плотность потока солнечной энергии на геостационарной орбите составляет примерно 1400 $Вт/м^2$. Поэтому площадь, занимаемая фотопреобразователями, должна быть достаточно большой. Это отмечается и в [8, 9]. Многое зависит от КПД фотопреобразователей и усилителей СВЧ. Сегодня можно говорить [3] о преобразовании солнечной энергию постоянного тока с КПД = 30 – 40 %. Чтобы обеспечить излучаемую мощность 5 – 10 *ГВт*, необходимо расположить на геостационарной орбите 20 – 40 тысяч автономных информационно связанных спутников с площадью панелей на каждом спутнике 500 $м^2$, преобразователями и подрешетками передающей антенны. По-видимому, такая концепция может претвориться в жизнь, если только к тому времени будут созданы спутники, на которых могут быть развернуты панели существенно большей площади.

В существующих проектах падающую от Солнца энергию предполагается вначале перехватить системой преобразователей энергии в постоянный ток с достаточно большой суммарной площадью, а затем с помощью распределительной системы подвести ее к передающей антенне сравнительно меньшего размера. Размеры подрешеток и преобразователей солнечной энергии жестко не завязаны.

Как вариант рассматривается оптический переотражатель, фокусирующий энергию на передающей антенне (Япония). Здесь солнечная энергия преобразуется в энергию СВЧ. Элементы подрешеток передающей антенны расположены плотно.

В проекте SPS 2000 излучаемая мощность планируется на три порядка ниже. Число информационно связанных спутников резко бы сократилось.

Нужно определить, каковы возможности разнесения подрешеток друг относительно друга.

В радиотелескопе подрешетки могут быть разнесены довольно далеко. Совокупность подрешеток должна обеспечить требуемую эффективную площадь апертуры, чтобы выделить слабый сигнал в шумах (внешних от окружающей среды и внутренних, создаваемых приемной аппаратурой). Для этого нужно достаточно точно изготовить сами подрешетки, сфазировать их друг относительно друга и обеспечить низкие потери при суммировании сигналов от подрешеток. Чем больше расстояние, на которое разнесены элементы интерферометра, тем уже луч радиотелескопа и выше его разрешающая способность. Боковые лепестки диаграммы направленности большой роли не играют, если только они не увеличивают шумовую температуру радиотелескопа за счет приема шумов, создаваемых поверхностью Земли.

В системе передачи энергии другие приоритеты. Нужно избежать, насколько удастся, потерь энергии.

Как известно, в диаграмме направленности разреженной плоской решетки в дальней зоне появляются интерференционные максимумы. С увеличением расстояния между элементами число интерференционных максимумов и их уровень возрастают. Иными словами, помимо главного луча возникает целый «частокол» побочных лучей. Интерференционные максимумы могут быть разрушены, например за счет неэквидистантного расположения элементов в разреженной решетке, но важно, чтобы повышенный фон бокового излучения, который

обычно возникает при этом в дальней зоне, не приводил к росту рассеиваемой мощности в системе передачи энергии.

Анализ антенных решеток в промежуточной зоне не является тривиальным. Прежде чем говорить о нем, рассмотрим простой пример разреженной линейной ФАР (Приложение 1). Из этого примера видно, что при обычном подходе в разреженной фокусирующей ФАР, как и в антеннах, формирующих ДН в дальней зоне, наблюдаются значительные интерференционные максимумы. Задача снижения уровня бокового излучения и получения высокого коэффициента передачи энергии требует тщательного изучения.

Возможностям ФАР при фокусировке энергии в промежуточной зоне антенны посвящен целый ряд работ [11 – 15]. По убеждению их авторов, высокий коэффициент передачи энергии может быть достигнут благодаря оптимальному размещению в пространстве большого числа одинаковых плоских подрешеток. Отмечается, что специфика построения ФАР из дискретных подрешеток для промежуточной зоны является «удивительной» и важной. Принимаемое в существующих проектах гауссовское распределение поля в апертуре передающей антенны ведет к большой плотности потока излучаемой энергии в ее центре. Более рациональным было бы использование равномерного распределения поля в апертуре. Но это, в свою очередь, вызывает увеличение размера приемной антенны. Это необходимо, чтобы перехватить основную часть излучаемого потока мощности. Чтобы преодолеть это противоречие предлагается использовать ФАР с частично заполненной апертурой. В разреженной антенне края апертуры функционируют более эффективно. Плотное размещение одинаковых подрешеток в центре ФАР и разрежение решетки по мере удаления от центра эквивалентно спадающему амплитудному распределению в равномерной решетке.

Этот путь не является единственным. Указаны три возможных решения, при которых используются:

- эквидистантная решетка из дискретных подрешеток с квазигауссовским распределением,
- неэквидистантная решетка из дискретных подрешеток, излучающих одинаковую мощность,
- равномерная решетка, выполненная на основе фазового синтеза.

Как утверждается в этих работах, все эти пути при разработке соответствующих алгоритмов для оптимизации фокусирующей ФАР не приводят к потерям энергии, а концентрируют ее на ректенне.

В [15] сформулированы задачи фазового синтеза для фокусировки в зоне Френеля, отличающиеся от стандартных задач синтеза по полю в дальней зоне. Это важно для получения равномерного амплитудного распределения поля в апертуре передающей антенны и оптимизации коэффициента передачи. Важным также является исследование свойств антенны при сканировании. Другая задача фазового синтеза заключается в ограничении уровня бокового излучения в одном или нескольких направлениях, близких к главному лучу, что может диктоваться экологическими причинами или требованиями электромагнитной совместимости. Фазовый синтез требует решения нелинейных аппроксимационных задач. Разработаны методы численного и аппроксимационного методов фазового синтеза. Приведен конкретный пример подавления второго бокового лепестка в ДН фокусирующей ФАР.

Судя по имеющимся публикациям, идеи построения оптимальных систем передачи энергии находятся в стадии теоретических исследований. Инженерные рекомендации еще предстоит разработать.

Было бы целесообразно сопоставить в дальнейшем возможности размещения в пространстве флотилии информационно связанных спутников (с достаточно плотным их расположением в центре системы и разнесением на краях) с теоретически оптимальным построением передающей антенны, которое, нужно полагать, возникнет на основе исследований.

Тогда заслуживает внимания и такой вариант: центральное ядро передающей антенны представляет собой единую конструкцию из подрешеток, собранную, как и в существующих проектах, путем механической стыковки оборудования, доставляемого космическими транс-

портными кораблями. Ее отличительными особенностями являются существенно уменьшенные размеры и постепенное разрежение решетки центральной части ФАР. Далее эту «эстафету» разрежения подхватывают информационно связанные спутники, с подрешетками, расстояние между которыми увеличивается по мере удаления от центра.

Что касается фазирования разнесенных подрешеток на спутниках, то здесь может быть использован модифицированный метод сопряженной фазы по сигналу с поверхности ректенны. Суть его заслуживает отдельного рассмотрения.

3. Для коротковолновой части миллиметрового диапазона характерно значительное затухание в атмосфере Земли. Чтобы избежать этого, в [9] предложено располагать приемно-выпрямительную антенну (ректенну) на высоте 4000 *км*. Предполагается, что передача энергии постоянного тока от ректенны на Землю может быть осуществлена с помощью кабеля.

Это предложение, по-видимому, не имеет аналогов.

В [5] отмечается, что целесообразно «приподнять» ректенну над земной поверхностью, сделав ее достаточно прозрачной для солнечных лучей, чтобы использовать площадь под антенной для сельскохозяйственных и промышленных целей (на рисунке в [5] высота порядка нескольких метров). Размещение на стратосферной платформе приемной и передающей антенн на высоте 20 *км* рассматривается в рамках другого проекта (High Altitude Platform Station, HAPS). Целью является снижение требуемого энергетического потенциала связных станций, работающих сейчас по спутникам, за счет более близкого расстояния до приемного и передающего оборудования на платформе по сравнению с ИСЗ. Потери сигнала в атмосфере Земли в S-диапазоне и в Ка-диапазоне лежат в пределах, допустимых для надежной связи.

Возможность использования в будущем ректенны, пусть даже на высоте 20 *км*, и прокладки от нее на Землю высоковольтного кабеля или системы таких кабелей для передачи энергии нуждается в обосновании.

Достижения в разработке и производстве силовых кабелей велики. Действительно, передача высокой энергии на постоянном токе в перспективе может быть осуществлена [16] на большие расстояния с помощью сверхпроводящего коаксиального кабеля сверхвысокого напряжения. По расчетам [16], для передачи мощности 500 *ГВт* диаметр кабеля должен составлять 0.8 *м* при напряжении 5 – 10 *МВ*. Для охлаждения кабеля при температуре кипящего азота 77 К потребуется удельная мощность 60 *кВт/км*.

В рассматриваемом проекте требуется передавать мощность на два порядка ниже. В то же время создаваемые для перспективы дирижабли в этом случае должны поддерживать не только стратосферную платформу с ректенной, но и силовой кабель, уходящий с поверхности Земли в стратосферу.

Альтернативой мог бы стать вариант преобразования энергии, принимаемой стратосферной платформой, на более низкую частоту и передачи ее на наземную ректенну. Говорить об этом всерьез можно только при условии получения достаточно высокого КПД двойного преобразования.

Если в перспективе станет возможной конструкция разреженной ФАР с подрешетками, смонтированными на центральной платформе и спутниках-электростанциях (с учетом их числа, площади каждой подрешетки и допустимых расстояний между спутниками), размер апертуры ФАР будет определяться суммарной площадью солнечных преобразователей. Тогда и размер ФАР будет существенно больше, чем в плотной решетке. Это приведет к резкому уменьшению протяженности ректенны. Выделенная частота 2.45 *ГГц* вполне приемлема для необходимой концентрации энергии при таких размерах ФАР. Прохождение атмосферы на этой частоте вызывает сравнительно малые потери, и ректенна может располагаться непосредственно на земной поверхности.

Освоение ММДВ останется важным для других применений беспроводной передачи энергии.

Идея СКЭС возникла как альтернатива расположению фотопреобразователей солнечной энергии на Земле.

Эффективность наземных устройств зависит от погодных условий и времени суток, от сезона года и широты местности. Плотность потока солнечной энергии на поверхности Земли при благоприятных условиях составляет 1020 $Вт/м^2$. Путем сравнения этой величины с 1400 $Вт/м^2$ в космосе, СКЭС может, при условии разумных затрат, дать ощутимый выигрыш, зависящий от КПД преобразования энергии, от тепловых потерь и КПД передачи энергии. Это определяется также тем, насколько быстро смогут окупиться затраты на создание СКЭС и ее эксплуатацию.

Экспертам предстоит нелегкое решение – как в каждый определенный отрезок времени распределить ресурсы в широком диапазоне масштабных задач – от солнечной космической электростанции и установок для термоядерного синтеза до производства биотоплива. В установках, разрабатываемых для исследований плазмы, помимо других механизмов ее нагрева, предусматриваются мощные электромагнитные излучения. Эти устройства, по существу, представляют собой системы беспроводной передачи энергии от разнесенных источников в различных диапазонах волн к высокотемпературной плазме.

Масштабные проекты, как правило, способствуют разработкам, которые могут использоваться в повседневной жизни.

2. Передача энергии с помощью резонаторов

В последнее время появилось много информационных сообщений о другом направлении разработки систем передачи энергии. Принцип их действия заключается в следующем: передатчик подключается к резонатору. В радиусе приема помещается резонатор, настроенный на ту же частоту. На его выход передается энергия от первого резонатора. В 1890-х годах опыты по передаче энергии таким путем осуществлял Никола Тесла. Он получил патент США на аппаратуру для передачи электроэнергии [17].

Группа ученых Массачусетского технологического института США (MIT) сравнительно недавно провела теоретические исследования, чтобы осуществить передачу энергии на близкое расстояние. Они подтвердили результаты на экспериментальной установке [18 – 20]. Энергию удалось передать без проводов на расстояние 2,13 *м*. В результате этого на выходе устройства зажглась электрическая лампочка мощностью 60 *Вт*. Физику этого эффекта авторы охарактеризовали как «магнитно связанный резонанс». Образец системы назван WiTricity. В системе применены две медные катушки: передающая и приемная. Как поясняют исследователи, первая катушка распространяет вокруг себя неизлучающее магнитное поле, осциллирующее с частотой несколько мегагерц. Для достижения резонанса используются распределенные индуктивности и емкости катушек. Магнитная связь двух катушек приводит к эффективному обмену энергией между ними. При этом любые другие предметы в комнате не чувствуют это поле. КПД системы передачи составил 40 %.

Приведем некоторые данные из [19]. Первая катушка возбуждалась плоской рамкой, расположенной вблизи нее (рис. 2). Радиус рамки равен 25 *см*. Другая аналогичная рамка расположена вблизи приемной катушки и соединена с электрической лампочкой. Частота 9.9 *МГЦ*. Расстояние между рамками превышает их радиус более чем в восемь раз. По утверждению авторов прямая связь между рамками A и B, а также между катушкой S и рамкой B пренебрежимо мала. По их данным, потери на излучение также достаточно малы.

Приведенные в [19] теоретические и экспериментальные зависимости параметров системы от расстояния между катушками хорошо совпадают. В дальнейших планах исследователей – сокращение размеров устройств. Предполагается, что будет обеспечена возможность их свободного перемещения по комнате.

Мнения о воздействии системы на здоровье человека неоднозначны. По высказываниям главного исполнительного директора компании WiTricity Гиллера, эти системы в существующем виде представляют опасность для здоровья. Предстоит их доводка. Тем не менее, по

убеждению компании WiTricity, к 2014 – 2015 гг. такие устройства можно будет встретить едва ли не в каждом доме. Они будут питать ПК, телефоны, плееры и другую бытовую электронику. Этим занимаются и другие компании. По некоторым сообщениям, компьютерный гигант Интел анонсировал презентацию новой установки. Пока что удалось достичь КПД передачи 50 % на расстояние нескольких футов. Интел рассчитывает осуществить передачу мощности на такое же расстояние с КПД 75 %.

О своих достижениях сообщает корпорация Сони.

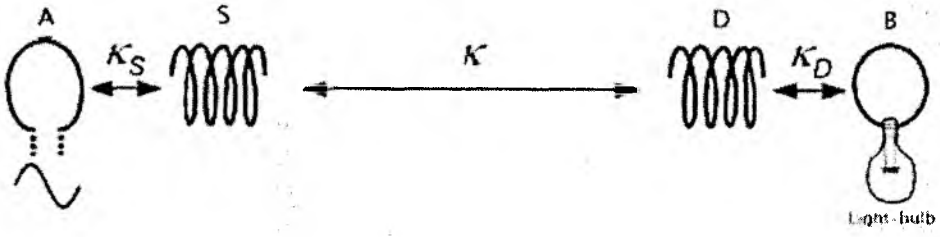


Рис. 2

Сравнение путей разработки. Характерно, что в обзорах публикаций о системах передачи энергии с помощью фокусирующих ФАР, как правило, отсутствуют ссылки на работы по передаче энергии с помощью резонаторов (разве что, иногда упоминается основоположник этого направления Никола Тесла). В свою очередь, авторы второй группы отмечают, что излучающие системы, которые являются наиболее совершенными устройствами для передачи информации, приводят к большим потерям из-за рассеяния энергии в свободном пространстве [18, 19]. Сравнительные характеристики линий передачи обоих типов, основанные на имеющихся публикациях, приведены в Приложении 2. Как видно, области применения обеих систем – разные.

Разработку систем на основе фокусирующих ФАР и ректенн также целесообразно осуществлять поэтапно, не ограничиваясь демонстрационными макетами, а создавая реально востребованные устройства сегодняшнего дня. Яков Соломонович Шифрин и его коллеги: А.И. Лучанинов, В.М. Шокало и А.А. Коновальцев, – сформулировали часть таких задач [2]. Это питание орбитальных спутниковых станций, не имеющих собственных энергоустановок, обеспечение энергией аэродинамических аппаратов, передача энергии на Земле в труднодоступные районы, обмен энергией между космическими аппаратами. Для этих целей может быть полезно предложение ФГУП «НПО им. С.А.Лавочкина» об использовании одиночного корабля типа «Протон».

Решение этих задач позволит создать научно-технический задел, чтобы продолжить более быстрыми темпами разработку систем для далекой перспективы.

Автор выражает глубокую признательность профессору Якову Соломоновичу Шифрину за внимание к работе, начальнику антенного отдела ОАО «Радиофизика» А.В. Шишлову, начальнику сектора С.А. Ганину и профессору ХНУРЭ А.И. Лучанинову за полезные обсуждения, сотрудникам ОАО «Радиофизика» В.Я. Щербенкову, Ю.А. Бомштейну и Л.А. Трушковой за помощь при подготовке рукописи.

Список литературы: 1. *Шифрин Я.С., Лучанинов А.И.* Антенны с нелинейными элементами. // Справочник по антенной технике. Т.1. Под ред. Я.Н.Фельда и Е.Г.Зелкина. М., 1997. Гл. 10. 31 с. 2. *Шифрин Я.С., Лучанинов А.И., Шокало В.М., Коновальцев А.А.* Проблема беспроводной передачи энергии // Радиотехника. 2001. №6. С. 84-98. 3. *Ванке В.* СВЧ-электроника – перспективы в космической энергетике // Электроника: НТБ. 2007. №5. С. 17. 4. *Ванке В.* Энергия из космоса – солнечные космические электростанции // Журнал радиоэлектроники. 2007. №5. С. 98. 5. *Collins P.* SPS 2000 and its internalization // Space Future. 1996. V. 1. № 5. P. 269 -279. 6. *H. Matsumoro, V.A. Vanke, N. Shinohara.* Microwave/DC cyclotron converter having decreased magnetic field // US Patent 6507152. 2003. 7. *Аликаев В.В., Егоров А.Н., Латышев Л.А., Семашко Н.Н.* Способ передачи энергии в вакууме. Патент РФ № 2117398 С1, 1798. 8. *Сысоев В.К., Трифонов Ю.М., Андреев В.М., Пичхадзе К.М., Рыженко А.П., Дол-*

гомиров В.П., Абросимов А.И., Нестерин И.Н. Проект демонстрационной космической солнечной электростанции //Наукоемкие технологии. 2004. Т.5. №2-3. С.8-17. 9. *Сысоев В.К., Полищук Г.М., Пичхадзе К.М.* ФГУП «НПО им. С.А.Лавочкина». Солнечная космическая электростанция – выбор решения // Электронный научный журнал «Исследовано в России». 2009. 10. *Shubov A.G., Shishlov A.V., Ganin S.A.* Possibility of Phased Array Antenna (PAA) for Fusion // Proceedings of 17th Topical Conference on Radio Frequency Power for Plasma. Clearwater, Florida. May 2007. C. 513-516. 11. *Shaposhnikov S.S.* Antennas Peculiarity of the Space Power Systems // Report IAF-00- R.2.09 at the 51st IAC in Rio de Janeiro. 67 – 2000. 12. *Shaposhnikov S.S.* Peculiarity of the WPT Systems and the Generalized Criterion // Report 0346 at the AP' 98 (Davos) Conference. Proп. 2000. Vol.2. P.385. 13. *Garmash V.N., Katsenelenbaum B.Z.,Shaposhnikov S.S., Tioulpakov V.N., Vaganov R.B.* Some Possible Methods of the Diffraction Expantion Decrease. Report C.3 at the SPS'97 Conference (Canada). Proc., 87, 1997. 14. *Shaposhnikov S.S., Katsenelenbaum B.Z., Vaganov R.B., Permjakov V.A.* Innovative Approach to the Small Divergence Wave Beam // Report 4-2 at the Second Wireless Power Transmission Conference (WPT'95). (Kobe, Japan) 1995. It was published in Space Energy and Transportation (SET). Vol.2. No., 4. 1997. P.189. 15. *Гармаш В.Н., Шапошников С.С.* Об устранении в фокальной плоскости систем беспроводной передачи энергии боковых лепестков, ближайших к центральному максимуму, при помощи фазового синтеза // Радиотехника и Электроника. Т.50. №8. 2005. С. 918-924. 16. *Андреев С., Зазимко В.* Глобальная кольцевая энергосистема. Инженерные разработки на грани фантастики // Промышленные ведомости. 2006. №6. 17. *N. Tesla,* Apparatus for transmitting electrical energy, US patent number 1,119,732, issued in December 1914. 18. *Karalis A., Joannopoulos J.D., Soljacic M.* Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer // Annals Physics. 2008. 323. P. 34 – 48. 19. *Kurs A., Karalis A., Moffatt R., Joannopoulos J.D., Fisher P., Soljac M.*. Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances // SCIENCE. Vol 317. 2007. C. 83-86. 20. *Franklin H.* Goodbye wires // MIT Tech. Talk. 2007.

Приложение 1

Оценка характеристик линейных ФАР в промежуточной зоне

Рассмотрим следующие варианты линейных фокусирующих ФАР:

- Эквидистантная ФАР с плотным расположением излучающих элементов, с гауссовским распределением поля.
- Разреженная эквидистантная ФАР, состоящая из одинаковых разнесенных подрешеток, возбуждаемых с одинаковой амплитудой.
- Разреженная неэквидистантная ФАР, также состоящая из одинаковых разнесенных подрешеток, возбуждаемых с одинаковой амплитудой.
- Разреженная эквидистантная ФАР из одинаковых подрешеток с гауссовским распределением поля по подрешеткам.

Расчеты выполнены при работе антенны в промежуточной зоне. Схема для расчета поля в фокальной плоскости ФАР приведена на рис. П.1.1. Там же изображены разнесенные подрешетки и эквивалентная ФАР с плотным расположением элементов.

Характеристики антенн определены в приближении геометрической оптики (рис. П.1.2 – П.1.5). Шаг излучателей в решетке и в подрешетке выбран $d_1 = 0.7\lambda$. Парциальная ДН излучателя в составе решетки имеет вид $E_0 = \sqrt{cos\beta}$ – функция от y.

Размеры передающей и приемной антенн выбраны одинаковыми и составляют $D_{tr} = D_{rec} = 200d_1$. В исходной плотной эквидистантной решетке выбрано квазигауссовское (в дальнейшем, для упрощения будем называть его гауссовским) амплитудное распределение поля в апертуре вида $\exp\left(-\frac{\sigma r\hat{}2}{a\hat{}2}\right)$, где $a = D_{tr}/2 = 100d_1$, r – радиус вектор из центра передающей антенны, σ – параметр распределения поля.

Расстояние между передающей и приемной антеннами в системах передачи энергии выбирается в соответствии с выражением:

$$d = 2\pi\frac{ab}{C\lambda}, \qquad (П.1.1)$$

где b – половина размера приемной антенны. Величина C лежит обычно в пределах 2-3. В данном случае принято: в 1-й, 2-й и 4-й модификациях $C = 3$, в 3-й – $C = 20$. Во всех случаях $\sigma = \pi$, λ – длина волны.

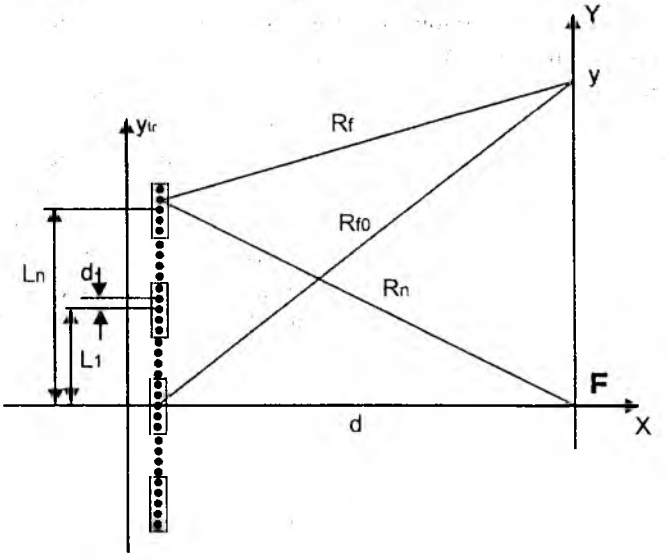


Рис. П.1.1. Схема для расчета характеристик антенн в промежуточной зоне

При расчетах принято, что в разреженной ФАР используются 13 подрешеток размером $4d_1$ из пяти излучателей, расположенных с равномерным шагом. В эквидистантной ФАР подрешетки, отстоят друг от друга на расстояние 15.3846 d_1. В пределах подрешетки амплитудное распределение поля равномерное. Каждая подрешетка фокусирует луч в центре приемной антенны.

В неэквидистантной ФАР подрешетки выполнены по тому же принципу. Расстояние L_n каждой подрешетки относительно центра антенны выбрано исходя из соотношения (П.2) таким образом, чтобы суммарное значение излучаемой подрешетками мощности от центра антенны $\sum_{n=0}^{n} P_n$ по отношению к полной мощности $\sum_{n=0}^{N} P_n$ повторяло бы гауссовский закон амплитудного распределения в исходной плотной решетке с шагом d_1.

$$K = \sum_{n=0}^{n} P_n \Big/ \sum_{n=0}^{N} P_n \qquad (П.1.2)$$

Таблица П.1.1. Значения расстояний L_n (рисунок 1.1)

Расстояние L_n/d_1	L_0	L_1	L_2	L_3	L_4	L_5	L_6
Значение L_n/d_1	0	5	11	18	26	38	100

Антенна симметрична относительно центра. Поэтому в табл. П.1.1 указаны значения L_n только для половины решетки. В последнем варианте эквидистантная ФАР содержит подрешетки, возбуждаемые с гауссовским распределением поля.

Распределение поля в фокальной плоскости:

$$E_y = \frac{1}{A_0} \sum_{n=-N_1}^{N_1} A_n E_{0n}(y) \exp\left\{\frac{2\pi}{\lambda}\left[R_n - d + R_{fn}(y) - R_{f0}(y)\right]\right\},$$

где $N_1 = a/d_1$, A_n – амплитуда поля на элементе, A_0 – нормирующий коэффициент.

Амплитудное распределение поля для ФАР с плотным расположением излучателей приведено на рис. П.1.2, распределение поля в фокальной плоскости – на рис. П.1.3.

Распределение поля в фокальной плоскости линейной ФАР, состоящей из разнесенных подрешеток показано на рис. П.1.4 – П.1. 6.

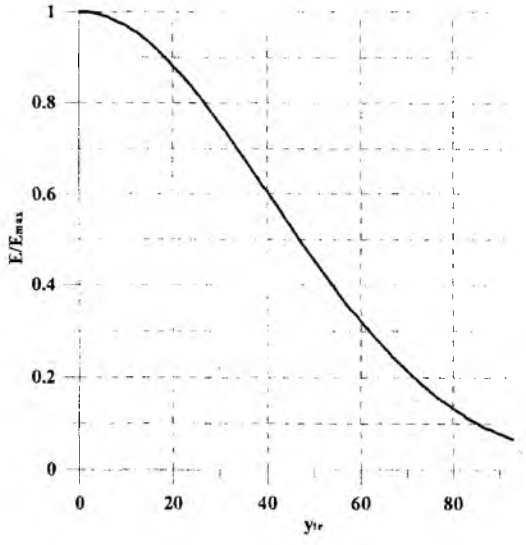


Рис. П.1.2. Амплитудное распределение поля

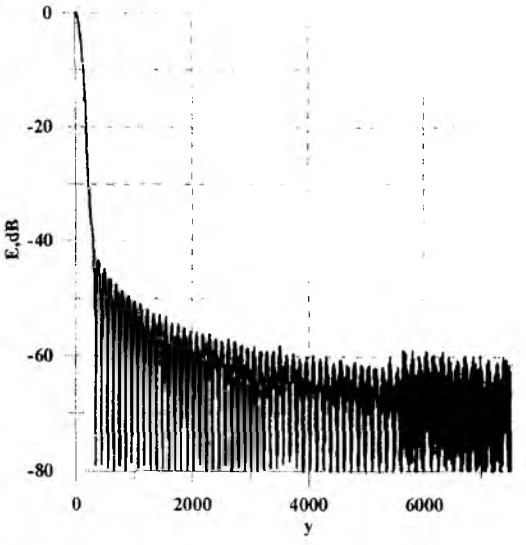


Рис. П.1.3. Распределение поля в фокальной плоскости, ФАР с плотным расположением элементов, С=3

При неэквидистантной линейной ФАР наблюдается некоторое подавление первых интерференционных максимумов по сравнению с эквидистантной разреженной ФАР, фон боковых лепестков при выбранных параметрах значителен. Следует обратить внимание на то, что при уменьшении расстояния до точки фокусировки (рис. П.1.5) сужается главный луч (масштаб по осям на графиках разный). Поэтому относительный вклад фона бокового излучения при определении величины коэффициента передачи становится более весомым.

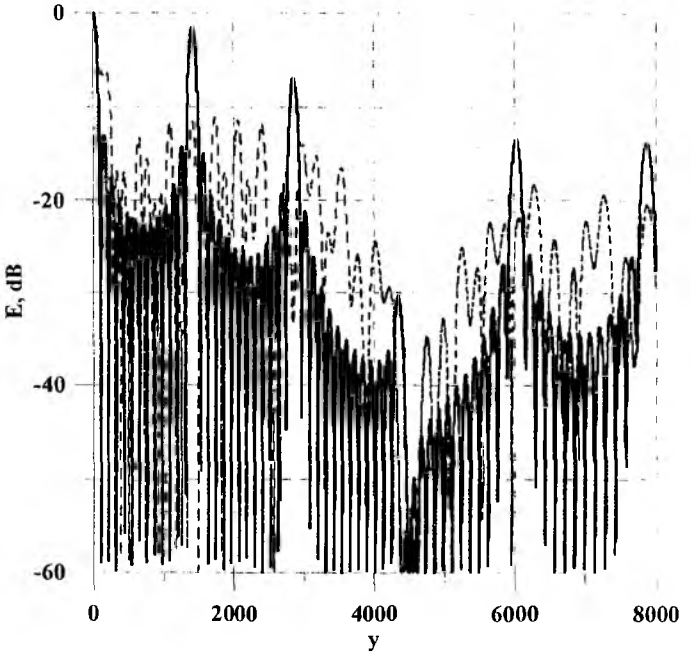


Рис. П.1.4. Характеристики разреженных ФАР в промежуточной зоне, $C = 3$. Сплошная линия – эквидистантная ФАР из одинаковых подрешеток, пунктир – неэквидистантная ФАР из одинаковых подрешеток.

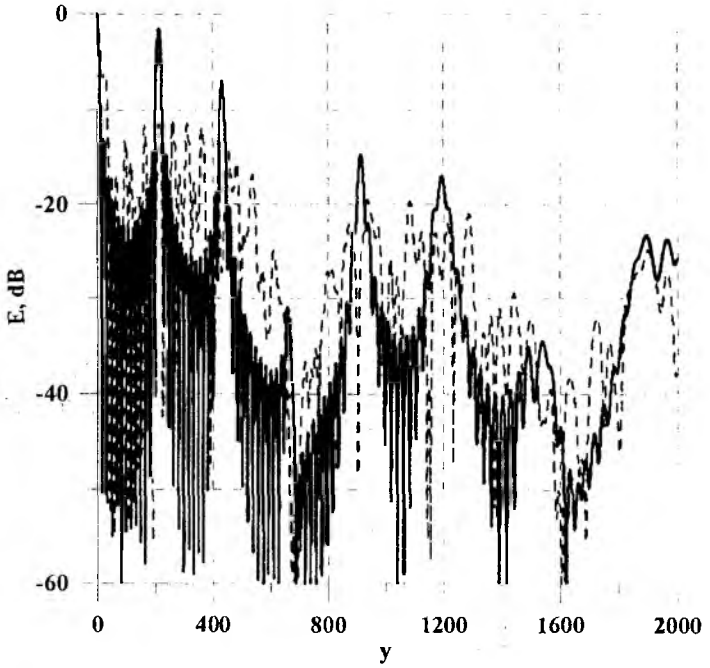


Рис. П.1.5. Характеристики разреженных ФАР в промежуточной зоне, $C = 20$. Сплошная линия – эквидистантная ФАР из одинаковых подрешеток, пунктир – неэквидистантная ФАР из одинаковых подрешеток, возбуждаемых с одинаковой амплитудой

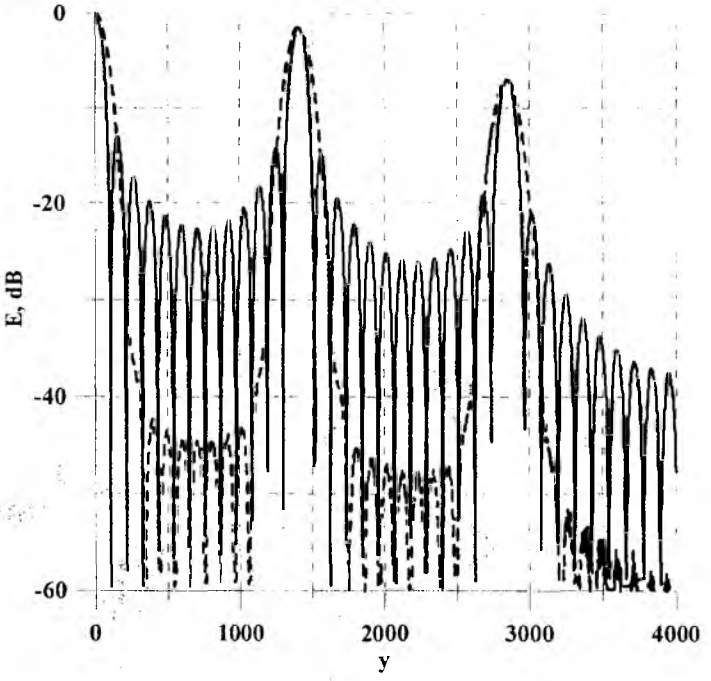


Рис. П.1.6. Характеристики разреженных ФАР в промежуточной зоне, $C = 3$. Сплошная линия – эквидистантная ФАР из одинаковых подрешеток, возбуждаемых с одинаковой амплитудой, пунктир – эквидистантная ФАР с гауссовским распределением поля по подрешеткам

В эквидистантной линейной ФАР возбуждение подрешеток по гауссовскому закону приводит к расширению главного лепестка и снижению уровня боковых лепестков. Величина интерференционных максимумов не изменяется.

Даже без интегрирования по всей фокальной плоскости видно, что потери энергии велики.

Число степеней свободы увеличивается при использовании плоских подрешеток со значительным увеличением их количества в трехмерной конструкции антенны, с изменением как расстояния между передающей ФАР и приемной антенной, так и параметров амплитудно-фазового распределения поля.

Задача оптимизации ФАР в промежуточной зоне формулируется в [11 – 15] и ряде других работ.

Приложение 2.

Сравнительные характеристики линий передачи

Основные характеристики	Системы с резонаторами	Системы с фокусировкой энергии
Рабочая частота	9.9 *МГц* (экспериментальная установка [19])	2.45 *ГГц* (выделенная частота для СКЭС). 170 *ГГц* (разработаны мощные электронные приборы). Есть эксперименты в световом диапазоне с использованием лазера.
Дальность действия: - при одинаковых апертурах (радиус 25 *см*) передающего и приемного устройств. - Оценки увеличения дальности действия	Около 2 *м* (эксперимент [19]). Разрабатываемые системы ориентируются на небольшие дальности в пределах помещения.	Расчет в соответствии с (1.1) в Приложении 1, $C = 3$, при тех же апертурах: на частоте 2.45 *ГГц* – около 1 *м*, на частоте 170 ГГЦ – 74 *м*. Эксперимент Брауна (1976 г.) – 1.6 *км*. Проект СКЭС: 36 тысяч *км*, Проект SPS 2000: 1100 *км* , Проект ДКЭС на базе ракеты-носителя типа «Протон»: (500 – 600) *км* [8].
Передаваемая мощность Оценки передаваемой мощности в перспективе	Около 60 Вт (эксперимент [19]). Разрабатываемые системы ориентируются на небольшие мощности для питания бытовой техники.	Эксперимент Брауна (1976 г.) - 30 *кВт*. Проект СКЭС: 5 – 10 *ГВт*, Проект SPS 2000: 5 – 10*МВт*, Предложение по ДКЭС: 100 *кВт*, с приемом части этой мощности [8].
Коэффициент передачи (или КПД в ряде публикаций) Оценки КПД в перспективе	Около 40 % (эксперимент [19]). Планируется достигнуть КПД = 75 % при таком же расстоянии.	Эксперимент Брауна (1976 г.) – КПД более 80 % . Можно рассчитывать в СКЭС на КПД = 70 – 75% [3].
Возможность размещения препятствий на трассе передачи энергии	Допустимо размещение препятствий.	Препятствия на трассе передачи не допускаются.
Воздействие на организм человека	В настоящее время однозначного ответа нет. Подлежит исследованию.	Недопустимое воздействие непосредственно на трассе передачи. Вне трассы – подлежит исследованию (при достижимых точностях наведения, сбоях аппаратуры).

Поступила в редколлегию 05.02.2010

УДК 537.876.4

И.С. ФАЛЬКОВИЧ, д-р физ.-мат наук, А.А. КОНОВАЛЕНКО, д-р физ.-мат наук, акад. НАНУ,
А.А. ГРИДИН, Л.Г. СОДИН, д-р физ.-мат наук, И.Н. БУБНОВ,
Н.Н. КАЛИНИЧЕНКО, канд. физ.-мат наук, С.Л. РАШКОВСКИЙ, канд. физ.-мат наук,
Д.В. МУХА, А.П. РЕЗНИК, канд. техн. наук

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ВЫСОКОЛИНЕЙНЫЙ АКТИВНЫЙ ДИПОЛЬ ДЛЯ НИЗКОЧАСТОТНОЙ РАДИОАСТРОНОМИИ

Введение

Возросший в 90-х годах прошлого века интерес к низкочастотной радиоастрономии (декаметровый и метровый диапазоны длин волн), связанный с появлением новых астрофизических задач, положил начало проектам LOFAR в Нидерландах [1], LWA в США [2], MWA в Австралии [3], PAST в Китае [4] и другим. В результате выполнения указанных проектов будут построены крупнейшие радиотелескопы нового поколения. Антенные решетки этих инструментов состоят из активных диполей с малошумящими антенными усилителями. В 2000 г. в Радиоастрономическом институте Национальной Академии наук Украины (РИ НАНУ) начал выполняться проект ГУРТ (Гигантский Украинский Радиотелескоп), первая цель которого – разработка и сооружение низкочастотной сверхширокополосной (10 – 70 *МГц*) антенной решетки. ГУРТ является развитием проекта УТР-2 [5], завершившегося в 1970 г. созданием Т-образного декаметрового (10 – 30 *МГц*) радиотелескопа с эффективной площадью около 150000 $м^2$.

На первом этапе проекта ГУРТ в конце 2000 г. разработана и построена 30-элементная антенная решетка из горизонтальных тонких активных диполей с длиной плеч 1.5 *м* и высотой над поверхностью земли 3.5 *м*, повторяющая конфигурацию подсекции радиотелескопа УТР-2. Последнее дало возможность сравнить характеристики двух антенн. Проведенные в 2001 г. испытания новой антенны [6] подтвердили её высокую чувствительность и помехозащищённость. Отношение сигнала к шуму на выходе активной антенной решетки на частоте 20 *МГц* оказалось на 15 % выше по сравнению с подсекцией УТР-2, сложные и дорогие диполи которой имеют длину 8.6 *м*, диаметр 1.8 *м* и не содержат антенных усилителей. Увеличение чувствительности объясняется влиянием антенных усилителей, компенсирующих потери в кабелях и фазовращателях.

На втором этапе проекта, который частично описан в настоящей статье, были усовершенствованы конструкции диполя, антенного усилителя и оптимизировано согласование диполя с усилителем для получения максимального отношения антенной температуры Галактического фона T^a_{sky} к шумовой температуре усилителя T_{pre} в широком диапазоне частот. Мы поставили цель получить $\alpha = 10\ log_{10}(T^a_{sky}/T_{pre}) \approx 10$ *дБ* во всей рабочей полосе частот 10 – 70 *МГц*. Мы не ставили задачу расширения верхней границы частотного диапазона из-за сильных помех от местных FM-радиостанций, работающих в полосе частот 68 – 75 *МГц*. Особое внимание обращалось на высокую эффективность диполя в диапазоне 10 – 30 *МГц*, где возможно решение актуальных астрофизических задач и имеется совместимость с существующими антеннами УТР-2 и УРАН. В проектах LOFAR и LWA диапазон частот ниже 20 – 30 *МГц* пока не реализуется. Описание концепции ГУРТ, антенных решеток и возможного сотрудничества с LOFAR и E-LOFAR будет сделано отдельно. К концу 2009 г. построены 6 секций – антенных решеток из 25 элементов каждая.

Оптимизация параметров активного диполя.
А. Антенный усилитель

Антенный усилитель активного диполя должен обладать низкой шумовой температурой, высокой линейностью и достаточно большим усилением. Выполнение последнего требования позволяет пренебречь влиянием последующих устройств на шумовую температуру радиотелескопа. Вследствие большого уровня помех требование высокой линейности по комбинационным продуктам (интермодуляциям второго IP2 и третьего IP3 порядков) является

весьма важным для проведения радиоастрономических наблюдений с высокой чувствительностью. При недостаточно больших значениях IP2 и IP3 чувствительность наблюдений будет ограничена уровнем широкополосных нестационарных интермодуляционных помех при сколь угодно большом времени интегрирования.

Особенностью разработанного нами усилителя является сильная зависимость его шумовой температуры от импеданса источника сигнала (импеданса диполя). Большие вариации последнего в диапазоне частот ν=10 – 70 *МГц* (см. ниже) приводят к вариациям T_{pre} от 100 до 360 К. Поэтому оптимальное согласование диполя с усилителем заключается в одновременной максимизации $T^a_{sky}(\nu)$ и минимизации $T_{pre}(\nu)$ на каждой частоте в пределах рабочего диапазона, что позволяет получить максимально возможное их отношение $\alpha(\nu)$.

Условия высокой линейности усилителя, низкого уровня его шумов и достаточно большого усиления могут быть выполнены применением транзисторной схемы с общей базой и с трансформатором в цепи бесшумной отрицательной обратной связи [7]. Как показали наши многолетние исследования [6, 8, 9], при использовании малошумящих биполярных транзисторов, например, BFR96 такие схемы (при их каскадном построении) позволяют получить в согласованном режиме T_{pre}=150 K, input *IP2*≥70 *дБм*, input *IP3*≥30 *дБм* при коэффициенте усиления по мощности одного каскада G_1=*6 – 9 дБ*. В работе [10] приведены характеристики подобного однотактного усилителя с транзистором NE461: G_1=*8 дБ*, $T_{pre}(\nu)$=70 – 80 K и input *IP3=0 дБм*. Низкая шумовая температура усилителя, обеспеченная транзистором NE461, весьма привлекательна, однако величина *IP3* недопустимо низкая при имеющемся уровне помех.

Конструкция разработанного нами антенного усилителя содержит два двухтактних каскада с бесшумной отрицательной обратной связью с коэффициентом усиления по мощности $G_{pre}\approx 18$ *дБ* (рис. 1, 2). Как отмечено выше, T_{pre} усилителя зависит от импеданса Z_d диполя. Эту зависимость мы учитывали при выборе согласующей цепи между диполем и усилителем для получения $\alpha(\nu)\approx 10$ *дБ* во всей интересующей нас полосе частот 10 – 70 *МГц*.

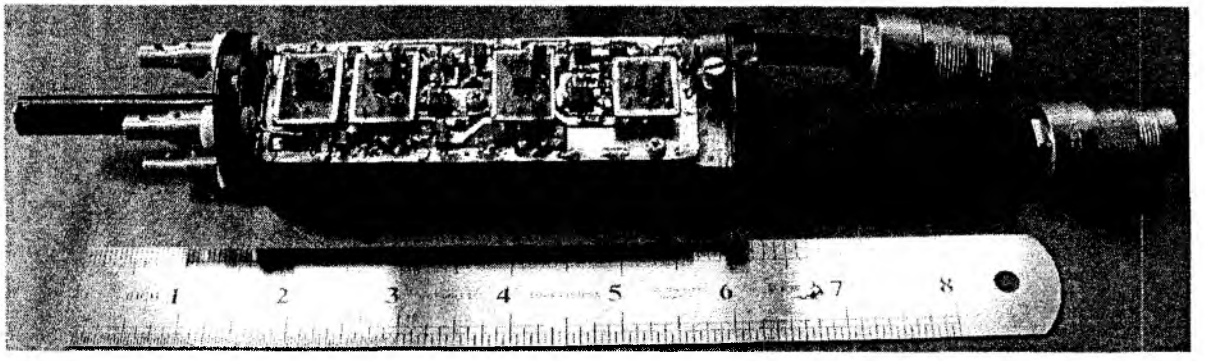


Рис. 1

Шумовая температура $T_{pre}(Z_d)$ антенного усилителя определялась как расчетным, так и экспериментальным путем. В расчете использовалась эквивалентная схема транзистора, содержащая внутренние источники шума, главными из которых являются генератор шумового напряжения в цепи базы $\overline{E^2}_b=4kT_0\Delta\nu\, r_b$ (тепловой шум сопротивления базы) и генератор шумового тока в цепи коллектора $\overline{I^2}_n=4kT_0\Delta\nu\, g_n$. Здесь r_b – сопротивление базы транзистора, g_n – шумовая проводимость, T_0=290 K – температура окружающей среды, k – постоянная Больцмана, $\Delta\nu$ – полоса частот, черта сверху означает усреднение по времени. Применяя к анализу эквивалентной схемы усилителя известные методы теории расчета линейных электрических цепей с отрицательной обратной связью, мы получили выражения для шумовой температуры первого и второго каскадов $T_{1,2}(Z_d)$ и усилителя в целом $T_{pre}(Z_d)$:

$$T_{1,2}=32T_0n^2R_{pre}\frac{r_{b1,2}+g_{n1,2}\left|Z_dm_{1,2}/2n^2(m_{1,2}+1)+r_{b1,2}\right|^2}{\left|Z_d+n^2Z_{pre}\right|^2}, \qquad (1)$$

$$T_{pre} = T_1 + T_2 /(m_1 + 1) + T_{rec} /(m_1 + 1)(m_2 + 1). \quad (2)$$

Три слагаемых в выражении (2) описывают вклады в $T_{pre}(Z_d)$ первого и второго каскадов усилителя, а также вклад шума приемника T_{rec}. В выражениях (1), (2) m_1=9 *и* m_2=10 – коэффициенты трансформации в цепи отрицательной обратной связи первого и второго каскадов усилителя; n=2 – коэффициент трансформации входного трансформатора (Tr_1 на рис. 2), понижающего импеданс R_d+iX_d диполя в n^2 раз; $Z_{pre} = R_{pre}+iX_{pre}$ – входной импеданс антенного усилителя; r_{b1}, r_{b2}=10.5 *Ом*, $g_{n1}=3\times10^{-3}$ *См*, $g_{n2}=1.2\times10^{-2}$ *См* – полученные из эксперимента шумовые параметры транзисторов первого и второго каскадов усилителя с токами коллекторов I_{c1}=10 *мА* и I_{c2}=40 *мА*. Больший ток коллектора второго каскада необходим для получения максимальных значений IP2 и IP3 усилителя.

Выражение для антенной температуры T^a_{sky} Галактического фона на входе антенного усилителя имеет вид

$$T^a_{\text{sky}} = \eta_{tot} T_{sky} = \eta(1-|\Gamma|^2)T_{sky} = \eta \frac{4R_d n^2 R_{pre}}{(R_d + n^2 R_{pre})^2 + (X_d + n^2 X_{pre})^2} T_{sky}, \quad (3)$$

где η_{tot} – полный КПД активного диполя с учетом рассогласования; η – КПД диполя, связанный с потерями в полупроводящей земле; $(1-|\Gamma|^2)$ – доля прошедшей на вход усилителя мощности; Г – коэффициент отражения от входа усилителя; T_{sky} – яркостная температура Галактического фона. Расчетные и экспериментальные значения R_d и X_d приведены в следующем подразделе, а экспериментальные значения R_{pre} и X_{pre} – в разд. 3. Входной трансформатор Tr_1 является основной согласующей цепью, понижающей выходной импеданс диполя. Проведенные по формуле (3) расчеты показали, что оптимальное значение коэффициента трансформации n^2 = 3 – 5. При таких значениях n^2 антенная температура T^a_{sky} на входе антенного усилителя достигает максимума в большей части рабочего диапазона частот. Широкополосный трансформатор с n^2=4 наиболее прост в изготовлении. При использовании высокочастотного ферритового сердечника трансформатор дает пренебрежимый вклад ($\leq$5K) в шумовую температуру усилителя.

На рис. 3 сплошной линией показана рассчитанная по формуле (3) частотная зависимость $T^a_{sky}(\nu)$ для n^2=4 и почвы умеренной влажности с диэлектрической проницаемостью ε=10, проводимостью σ=0.025 *См/м*, и точками – измеренная антенная температура Галактического фона. Приведенные значения ε и σ являются типичными для почвы на территории нашей обсерватории им. С.Я. Брауде [11].

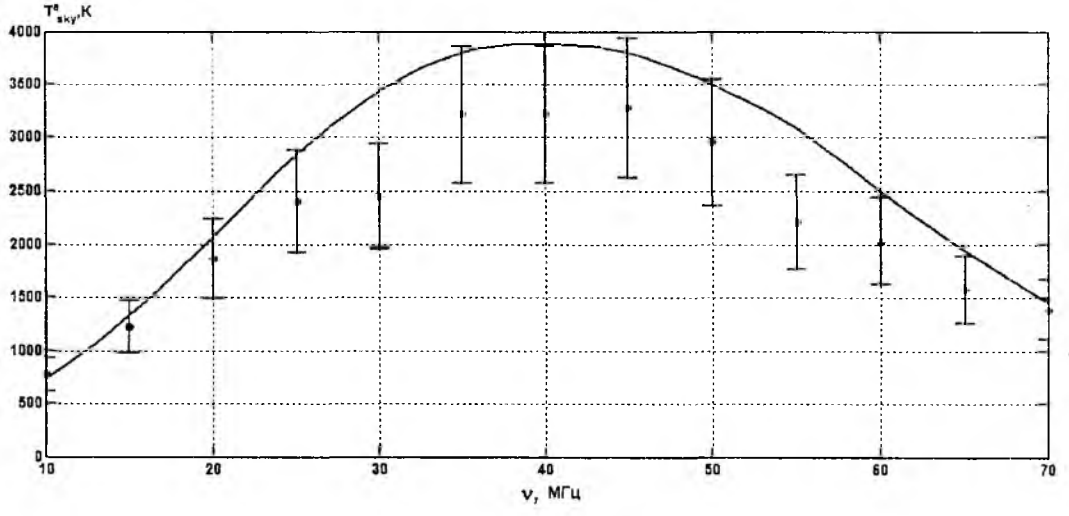


Рис. 3

В расчете использованы экспериментальные значения $Z_d(\nu)$ и $Z_{pre}(\nu)$, приведенные ниже на рис. 8 и 12. Модель средней яркостной температуры Галактического фона задавалась в виде $T_{sky}=4\times10^5(\nu/10\ МГц)^{-2.6}$ К. Максимальная неравномерность $T^a_{sky}(\nu)$ в диапазоне частот 10 – 70 *МГц* равна 7 *дБ*, однако отношение $\alpha(\nu) = T^a_{sky}(\nu)/T_{pre}(\nu)$ с учетом частотной зависимости $T_{pre}(\nu)$ заметно более равномерно. Результат расчета $T_{pre}(\nu)$ по формулам (1) и (2) показан на рис. 4 сплошной линией, а результат эксперимента – точками. Минимум $T_{pre}\approx100$ К наблюдается на нижней частоте $\nu=10$ *МГц*. На этой частоте $|Z_d|/n^2$ достигает максимального значения, что близко к режиму холостого хода на входе антенного усилителя. На частотах 25 – 30 *МГц* величина $|Z_d|/n^2 \approx 7$ *Ом*, что близко к режиму короткого замыкания на входе усилителя. Это приводит к максимальному значению $T_{pre}\approx360$ К. Вблизи верхней границы рабочего диапазона частот входной трансформатор Tr_1 позволяет практически полностью согласовать диполь с усилителем. В этом случае $T_{pre}\approx150$ К.

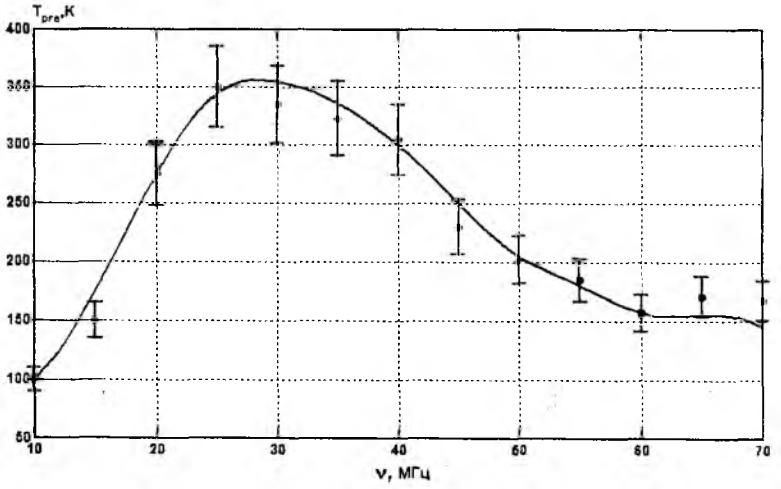


Рис. 4

Результаты расчета частотной зависимости $\alpha(\nu)$ (рис.5, пунктирная линия) показали, что в диапазоне частот 10 – 70 *МГц* $\alpha=10.5\pm1.5$ *дБ*. Этот результат мы считаем весьма успешным. Он позволяет проводить радиоастрономические наблюдения с чувствительностью, близкой к максимально возможной. Можно увеличить $\alpha(\nu)$ в полосе частот 10 – 30 *МГц*, применяя помимо трансформатора Tr_1 дополнительную согласующую LC-цепь. На рис. 5 приведены параметры этой цепи и сплошной линией – результат расчета $\alpha(\nu)$. Как видно из рисунка, применение LC-цепи приводит к увеличению $\alpha(\nu)$ более чем на 1 dB на частотах ниже 30 *МГц*. Добавим, что эта цепь является фильтром верхних частот и существенно (-20 *дБ* на октаву) подавляет помехи ниже 10 *МГц*. На практике положительный результат использования согласующей цепи достигается только при добротности индуктивностей $Q\geq30$, обеспечивающей пренебрежимо малый шум их диссипативных потерь.

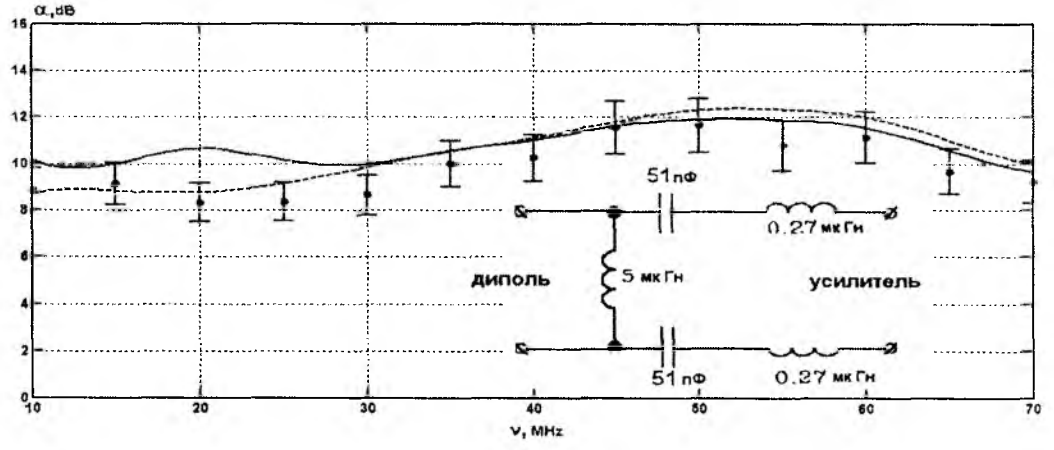


Рис. 5

В. Диполь

К диполю, используемому в составе большой антенной решетки, предъявляется ряд требований. Он должен быть конструктивно простым и надёжным, дешевым, устойчивым к климатическим воздействиям и иметь широкую диаграмму направленности в E- и H-плоскостях для обеспечения достаточно большого поля зрения радиотелескопа. Кроме того, изменение импеданса диполя Z_d в диапазоне частот должно быть оптимальным для максимизации $\alpha(\nu)$. В связи с последним обстоятельством было экспериментально исследовано несколько конструкций коротких диполей разной формы и размеров. Последний вариант разработанного нами диполя соответствует перечисленным выше требованиям.

Внешний вид диполя показан на рис. 6. Длина плеч диполя – 1.4 *м*, ширина вблизи точки питания – 0.9 *м*, высота над поверхностью земли – 1.6 *м*. Диполь изготовлен из пластиковой трубы диаметром 25 *мм* с вложенным в нее коаксиальным кабелем диаметром 5 *мм* (используется только экран кабеля). Яркостная температура Галактического фона T_{sky} имеет наименьшую величину на верхней границе диапазона ν=70 *МГц*, поэтому для получения максимального значения T^a_{sky} на этой частоте необходимо импеданс диполя согласовать со входным импедансом усилителя: $R_d \approx R_{pre}$. Выбранные форма и размеры диполя позволяют этого достичь. Кроме того, при увеличении поперечного размера диполя по сравнению с диполем линейной формы увеличивается его емкость (уменьшается $|X_d|$) на нижней рабочей частоте ν=10 *МГц*. Как видно из выражения (3), это приводит к увеличению T^a_{sky}, весьма желательному из-за низкого значения на этой частоте как КПД диполя $\eta \approx 0.17$ (рис. 7), так и коэффициента рассогласования импедансов $(1-|\Gamma|^2)$.

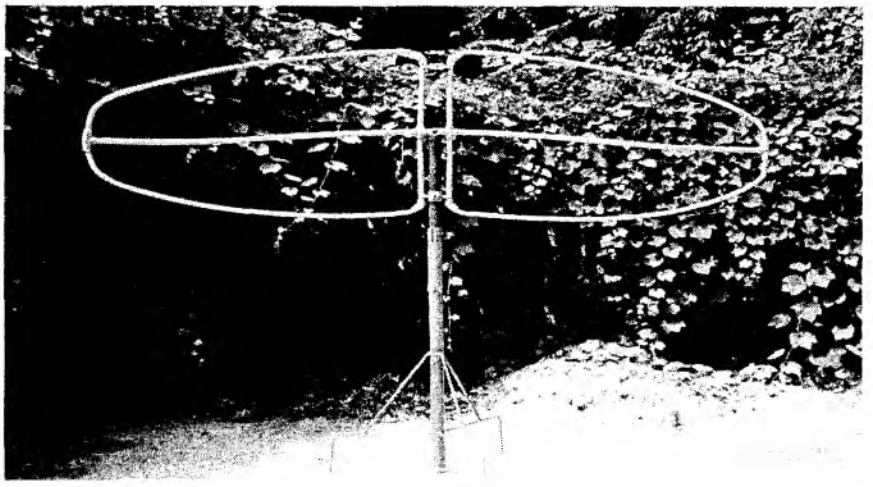


Рис. 6

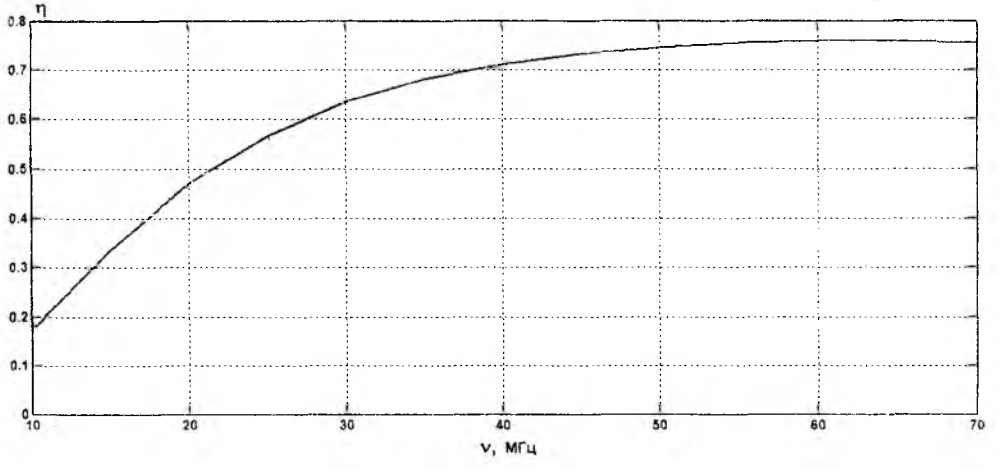


Рис. 7

Расчеты параметров диполя проводились на основании методики, описанной в работе [12]. Результаты этих расчетов хорошо совпадают с данными, полученными с использованием программы NEC-2. На рис. 8 сплошной линией показаны результаты расчетов активной $R_d(\nu)$ и реактивной $X_d(\nu)$ составляющих импеданса диполя для земли умеренной влажности $\varepsilon=10$, $\sigma=0.025$ *См/м*. На частоте $\nu=70$ *МГц* сопротивление $R_d \approx 220$ *Ом* обеспечивает хорошее согласование со входным сопротивлением антенного усилителя $n^2 R_{pre} \approx 270$ *Ом*.

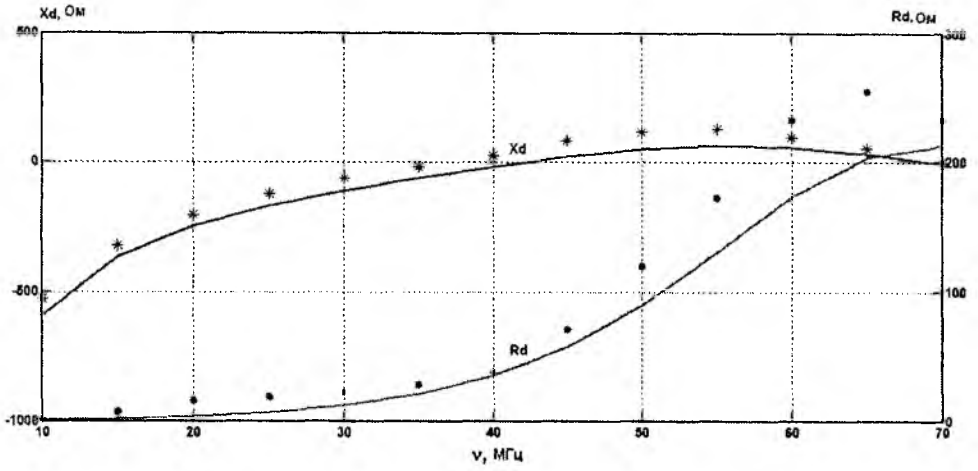


Рис. 8

Изменение параметров земли в широких пределах слабо влияет на T^{a}_{sky}. Это следует из рис. 9, где приведены результаты расчета зависимости от частоты величины $\eta_{tot}=\eta(1-|\Gamma|^2)$ для сухой и влажной почв: $\varepsilon_1=5$, $\sigma_1=0.012$ *См/м* и $\varepsilon_2=25$, $\sigma_2=0.05$ *См/м*. Указанные экстремальные значения ε_1, σ_1 и ε_2, σ_2 получены при измерении параметров земли в течение года [10].

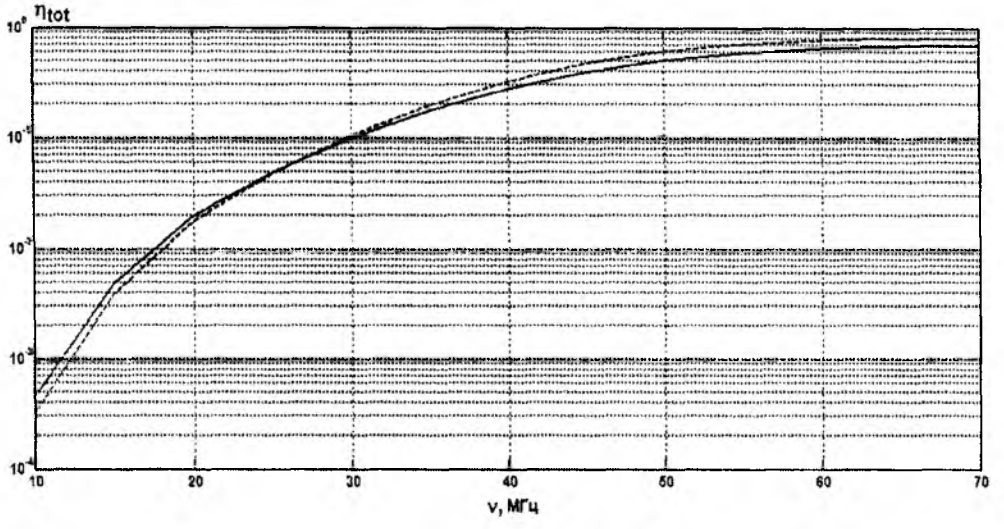


Рис. 9

На рис. 10 приведены результаты расчетов диаграмм направленности диполя на разных частотах для земли умеренной влажности $\varepsilon=10$, $\sigma=0.025$ *См/м*. На средней частоте рабочего диапазона $\nu=40$ *МГц* ширина диаграммы направленности в Е- и Н-плоскостях по уровню -3 *дБм* равна 80° и 120° соответственно.

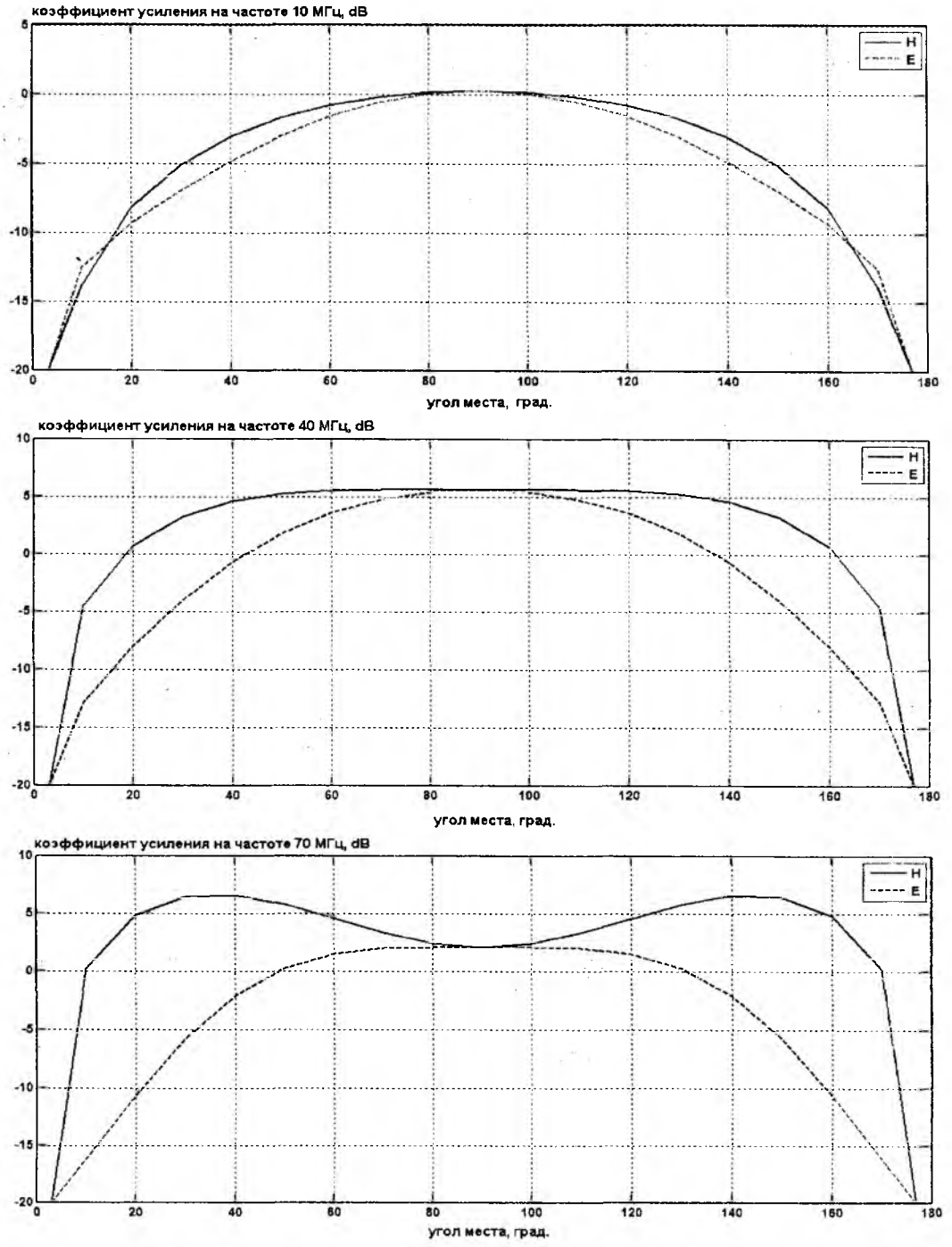


Рис. 10

Шумовая температура активного диполя T_{sys} определяется не только $T^a_{sky}+T_{pre}$, но и антенной температурой шума земли T^a_{gr}. Этот дополнительный шум является следствием диссипативных потерь в неидеально-проводящей земле, имеющей физическую температуру T_0=290 K. Вклад T^a_{gr} в T_{sys} не учитывается в большинстве работ, посвященных применению активных диполей для радиоастрономии. В работе [13] приведена грубая оценка этого шума и сделан вывод о незначительном вкладе T^a_{gr}. Можно, однако, строго рассчитать величину шума земли, которая определяется через ЭДС тепловых шумов $E^2=4kT_0R_{loss}\Delta\nu$ сопротивления потерь $R_{loss}=(1-\eta)R_d$ диполя. В результате антенная температура шума земли имеет вид $T^a_{gr}=(1-|\Gamma|^2)(1-\eta)T_0$. Рассчитанная по этой формуле частотная зависимость $T^a_{gr}(\nu)$ для нашего активного диполя приведена на рис.11. На частотах $\nu<40$ МГц вклад шума земли пренебрежимо мал: $T^a_{gr}/T_{pre}\le 0.1$. На

верхней границе частотного диапазона ν=70 МГц $T^a_{gr}/T_{pre} \approx 0.35$, что приводит к дополнительному уменьшению $T^a_{sky}/(T_{pre}+T^a_{gr})$ примерно на 1 *дБ*.

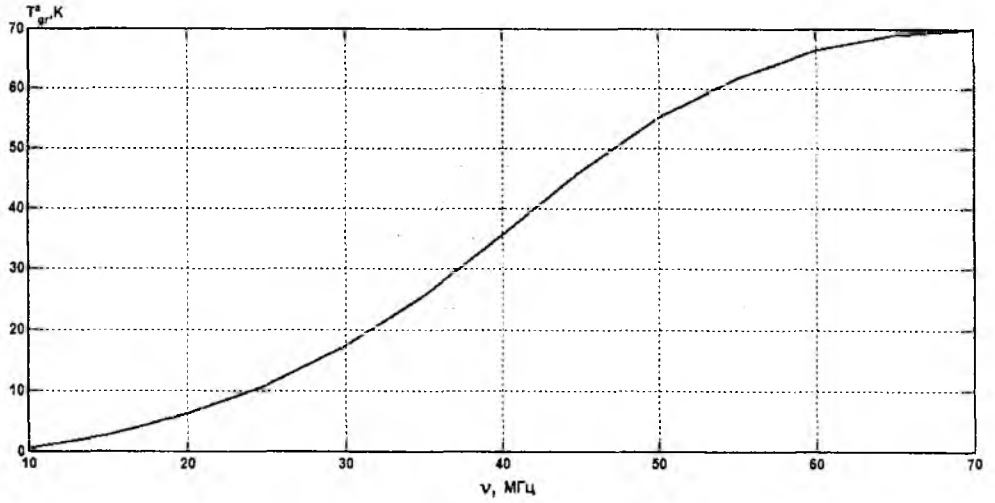


Рис. 11

Результаты экспериментов

Результаты измерений активной $R_d(\nu)$ и реактивной $X_d(\nu)$ составляющих импеданса диполя представлены на рис. 8 точками. С учетом ошибок измерений эксперимент хорошо соответствует расчету. На рис. 12 показаны экспериментальные значения активной $R_{pre}(\nu)$и реактивной составляющих входного импеданса антенного усилителя.

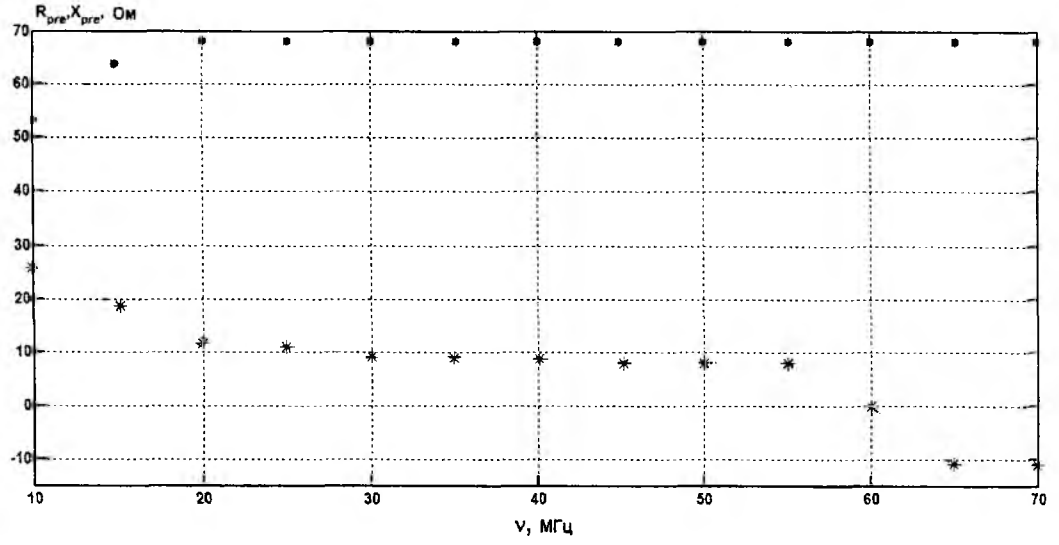


Рис. 12

Экспериментальная частотная зависимость $T^a_{sky}(\nu)$ показана на рис. 3 точками. Там же приведены ошибки измерения этой величины. Измерения по определению $T^a_{sky}(\nu)$ были проведены в августе 2008 г. на территории Радиоастрономической обсерватории УТР-2 им. С.Я. Брауде в 70 *км* от г. Харькова. Помимо активного диполя, в эксперименте использовались коаксиальный кабель длиной 25 м (G_{coax}=-1…-2.5 *дБ*); приемник, содержащий два дополнительных усилителя ($2G_{amp}$=2×18 dB), аналогичных антенному усилителю с включенным между ними регулируемым аттенюатором (G_{att} = 0…-32 *дБ*); анализатор спектра Hewlett Packard 8591E и цифровой спектральный анализатор DSP-z, разработанный в РИ НАНУ [14]. Дополнительные усилители обеспечивали шумовую температуру приемника $T_{rec} \leq 200$ К. Как следует из рис. 3, рассчитанные и измеренные значения $T^a_{sky}(\nu)$ практически совпадают в

пределах ошибок измерений. Можно добиться лучшего совпадения, уточнив модельные значения $T_{sky}(\nu)$ на момент наблюдений.

В этих же экспериментах оценивалась помехоустойчивость антенного усилителя при реальном уровне помех. Поскольку оба дополнительных усилителя идентичны антенному усилителю, то в данном эксперименте второй из них рассматривался в качестве тестируемого Сигнал на входе этого усилителя на $G_{add}=(2G_{amp}+G_{coax}+G_{att})$ dB больше входного сигнала антенного усилителя и представляет собой сумму сигналов Галактического фона и помех в диапазоне 10 – 70 *МГц*. Подбирая с помощью аттенюатора величину G_{add}, было установлено, что в любое время суток дополнительное усиление G_{add} = 30 – 34 *дБ* приводило к появлению на выходе тестируемого усилителя интермодуляционных помех с уровнем, равным спектральной плотности мощности Галактического фона. Достигнутый высокий динамический диапазон усилителя вполне достаточен, так как при реальном уровне помех на входе антенного усилителя (меньшем на ~30 *дБ*) величина интермодуляционных помех второго и третьего порядков будет на 60 – 90 *дБ* ниже уровня фона.

Остановимся подробнее на экспериментальном определении $T_{pre}(\nu)$, поскольку корректные измерения этой величины часто вызывают затруднения. Трудности связаны, во-первых, с точностью калибровки источника шумового сигнала (генератора шума). Во-вторых, необходимо использовать симметрирующий трансформатор для передачи сигнала от несимметричного выхода генератора к симметричному входу антенного усилителя. Коэффициент передачи этого трансформатора должен быть максимально близок к единице в широкой полосе частот и широком диапазоне импедансов нагрузок. В экспериментах использовался генератор на шумовом диоде. Выходная шумовая температура этого генератора в полосе частот ν=10 – 100 *МГц* не зависит от частоты и подлежит точному расчету: $T_g=T_0+I_A Re/2k$, где I_A – ток анода, R - сопротивление нагрузки в цепи анода, e – заряд электрона, k – постоянная Больцмана, T_0=290 К.

Сигнал с выхода генератора подавался на вход антенного усилителя через дополнительный усилитель (G_{amp}=29.27 *дБ*), прецизионный Г-образный аттенюатор R_1=49 *Ом*, R_2=1 *Ом* (G_{att}= -17 *дБ*) и широкополосный симметрирующий трансформатор. Близкая к нулю величина сопротивления R_2 позволила игнорировать паразитные емкости трансформатора и конечную величину индуктивностей намагничивания его обмоток. Между выходом трансформатора и входом антенного усилителя включен зависящий от частоты эквивалент импеданса диполя $Z_d(\nu)=R_d(\nu)+iX_d(\nu)$. Таким образом, ко входу антенного усилителя подключен генератор шума с выходным импедансом $R_2+R_d+iX_d \approx R_d+iX_d$, моделирующим реальный диполь. Шумовая температура $T_{in}(\nu)$ на входе антенного усилителя, обязанная генератору шума, описывается следующим выражением:

$$T_{in} = T_g G_{amp} G_{att} \frac{R_2 n^2 R_{pre}}{(n^2 R_{pre} + R_d)^2 + (n^2 X_{pre} + X_d)^2}. \qquad (4)$$

Шумовая температура усилителя $T_{pre}(\nu)$ определялась стандартным образом через измеренное отношение $\beta = (T_{in} + T_{pre} + \Delta T_R) / (T_{pre} + \Delta T_R)$:

$$T_{pre} = \frac{T_{in}}{\beta - 1} - \Delta T_R, \qquad \Delta T_R = \frac{4n^2 R_{pre} R_d}{(n^2 R_{pre} + R_d)^2 + (n^2 X_{pre} + X_d)^2} T_0,$$

где ΔT_R – тепловой шум сопротивления R_d, пересчитанный ко входу антенного усилителя. Результаты измерений $T_{pre}(\nu)$, представленные на рис. 4 точками, очень хорошо совпадают с расчетом. Ошибки измерения T_{pre} не превышают 10 % и связаны в основном с ошибкой определения T_{in} по формуле (4).

На основании измеренных величин $T^a_{sky}(\nu)$ и $T_{pre}(\nu)$ получена экспериментальная зависимость от частоты их отношения $\alpha(\nu)$, показанная на рис. 5 точками. Как и на рис. 3 – 4, здесь также имеет место хорошее согласие расчета и результатов измерений. Таким образом, экспери-

мент подтвердил предсказанные расчетами высокие значения $\alpha(\nu) \approx 10$ *дБ* во всей полосе частот $\nu = 10 - 70$ *МГц*. Это дополнительно иллюстрирует рис. 13, на котором показан измеренный с помощью спектранализатора спектр шуба неба (верхняя кривая), антенного усилителя (средняя кривая) и измерительного приемника (нижняя кривая) в диапазоне 10 – 70 *МГц*.

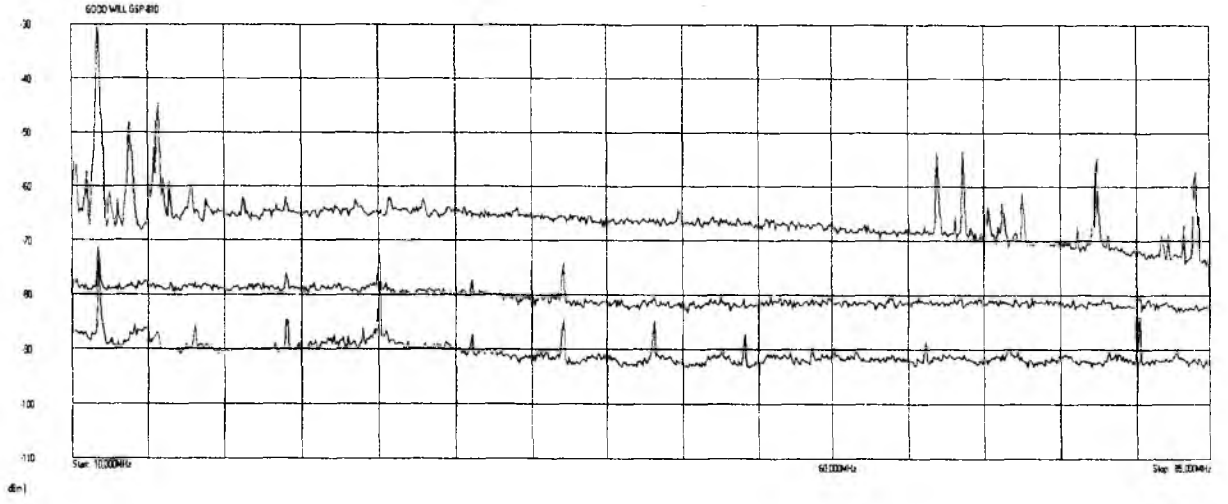


Рис. 13

На рис. 14 показаны измеренные на цифровом спектральном анализаторе DSP-z суточные вариации антенной температуры Галактического фона $T^a_{sky}(t)$ на частотах 25, 42 и 59 *МГц*. Эти данные демонстрируют способность диполя обеспечить в широкой полосе частот чувствительность, близкую к предельной. В случае идеального активного диполя, имеющего нешумящий антенный усилитель и экран большой площади на поверхности земли, отношение γ максимума к минимуму $T^a_{sky}(t)$ в диапазоне частот 10 – 70 *МГц* на широте N49° нашей обсерватории имеет наибольшую величину γ_{max}=2.4-3.0 *дБ* [15]. Эта величина зависит от широты точки наблюдения и от частоты (уменьшается с понижением частоты). При увеличении рассогласования и шумовой температуры реального антенного усилителя $\gamma \to 1$ (0 *дБ*).

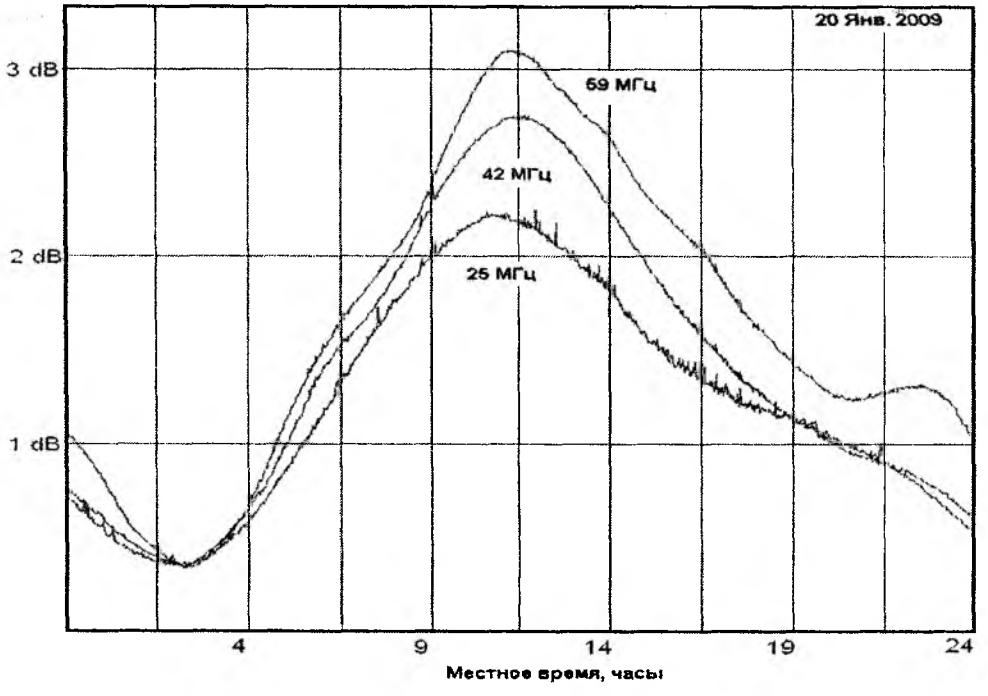


Рис. 14

В проведенном эксперименте на частоте 59 *МГц* γ=2,7 *дБ*, т.е. активный диполь близок к идеальному. На более низких частотах 42 и 25 *МГц* измеренное отношение γ остается достаточно высоким (соответственно 2,4 и 1,9 *дБ*). Величина γ занижена на 0.15 *дБ* на частоте 42 *МГц* и на 0.3 *дБм* на частоте 25 *МГц*, поскольку максимум $T^a_{sky}(t)$ наблюдался днем при большем (по сравнению с измерениями минимума $T^a_{sky}(t)$ ночью) поглощении в ионосфере Земли. Полученные значения $\gamma(\nu)$ хорошо согласуются с частотной зависимостью $\alpha(\nu)$ на рис. 5.

Пример регистрации спорадического солнечного радиоизлучения на выходе активного диполя представлен на рис. 15, где изображен динамический спектр солнечного всплеска III типа, полученный с помощью DSP-z (вертикальная ось – время, горизонтальная – частота в килогерцах). Рисунок наглядно иллюстрирует работоспособность диполя в широкой полосе частот. Высокая интенсивность радиовсплеска наблюдается в интервале 15 – 66 *МГц*.

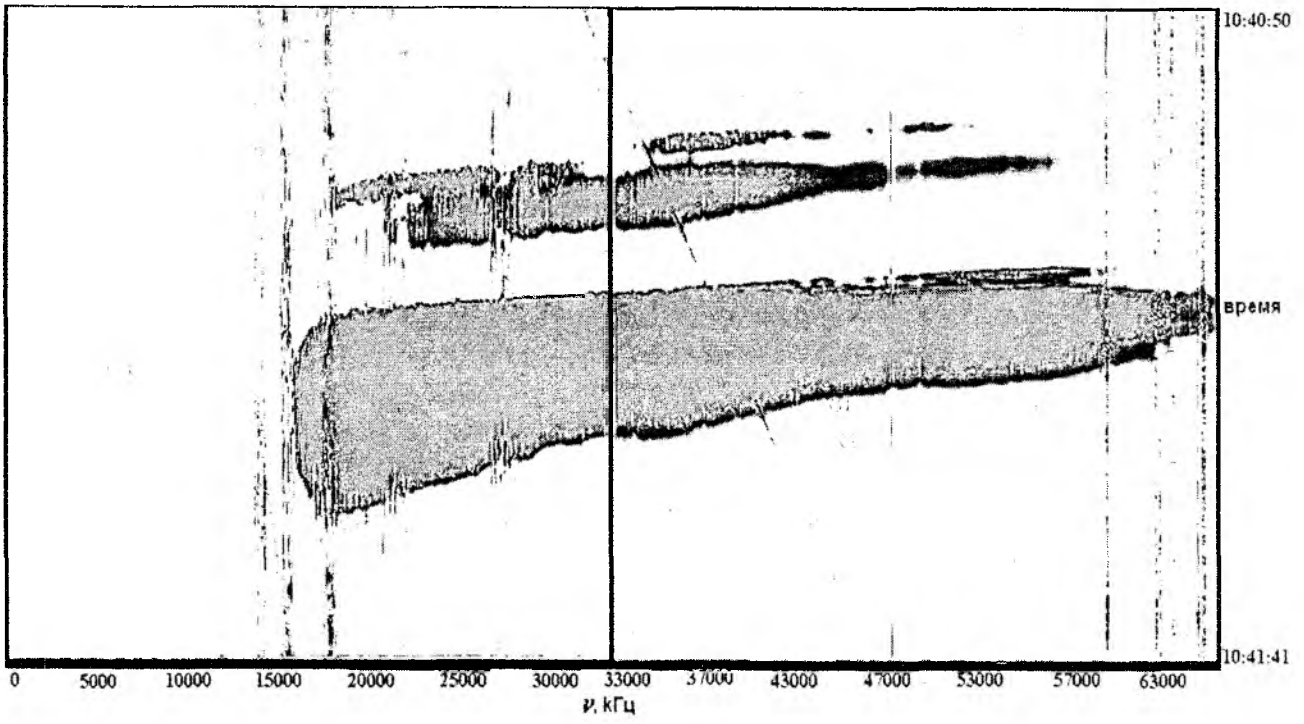


Рис. 15

В заключение приведем основные параметры активного диполя:

Диапазон частот: 10 – 70 *МГц*
Коэффициент усиления антенного усилителя: G_{pre}=18 *дБ*
Шумовая температура антенного усилителя: T_{pre} = 100 - 360 K
Однодецибельная точка компрессии по входу: 3 *дБм*
Точка пересечения по интермодуляции второго порядка по входу IP2 = 70 *дБм*
Точка пересечения по интермодуляции третьего порядка по входу IP3 = 31 *дБм*
Выходной КСВН антенного усилителя: ≤ 1.5
$T^a_{sky}/T_{pre} \approx$ 9 *дБ* (10 *МГц*), 12 *дБ* (45 *МГц*), 9 *дБ* (70 *МГц*)
Ширина диаграммы направленности по уровню -3 *дБ* на частоте 40 *МГц*: 80° (Е-плоскость), 120° (Н-плоскость)
Развязка между поляризациями A и B: >30 *дБ*
Полная стоимость скрещенного диполя: 75 евро

Выводы

Проведенные расчеты и эксперименты убедительно доказывают перспективность использования разработанного активного диполя в качестве антенного элемента низкочастотных радиотелескопов нового поколения. Оптимизация формы диполя и его согласование с антенным усилителем позволили получить антенный элемент с эффективностью, близкой к

предельной ($T^a_{sky}/T_{pre} \approx 10$ *дБ*), в рекордно широком диапазоне частот 10 – 70 *МГц*. Не менее важна и весьма высокая линейность двухкаскадного двухтактного антенного усилителя. Реальный уровень помех в полосе частот 0.1 – 110 *МГц*, измеренный на входе антенного усилителя, не превышает 3 *мВ* (- 40 *дБм*). Приведенные выше значения IP2=70 *дБм* и IP3=31 *дБм* гарантируют пренебрежимо низкий уровень интермодуляционных помех, который не ограничивает чувствительность радиоастрономических наблюдений даже при времени интегрирования в несколько часов.

В ряде недавних работ [12] предлагались конструкции диполей, плечи которых наклонены под углом 45^0 к поверхностиЗемли. Расчеты показывают, что это позволяет увеличить КНД диполя при низких углах места по сравнению с горизонтальной ориентацией плеч диполя, но одновременно приводит к уменьшению его сопротивления излучения и КПД. В результате не удается достичь заметного увеличения антенной температуры T^a_{source} компактного радиоисточника на входе антенного усилителя. Влияние наклона плеч диполя на антенную температуру T^a_{sky} Галактического фона незначительно из-за усреднения T_{sky} в пределах диаграммы направленности диполя. Кроме того, работа антенной решетки при низких углах места затруднена из-за существенного уменьшения её эффективной площади. Учитывая отмеченные обстоятельства, мы отказались от наклона плеч диполя к земле, создающего дополнительные конструктивные сложности при выбранной форме антенного элемента.

Использование экрана (металлической сетки на поверхности земли) позволяет, с одной стороны, приблизить КПД диполя к η=1, а с другой, – устранить зависимость импеданса диполя Z_d и величины $\eta_{tot} = \eta(1-|\Gamma|^2)$ от параметров почвы. Как следует из рис.9, изменения ε и σ земли в широких пределах приводят к слабым вариациям η_{tot}. С этой точки зрения необходимости в экране нет. Наибольший интерес представляет увеличение КПД диполя на низких частотах 10 – 20 *MHz*, где η=0.17 – 0.47. На более высоких частотах КПД имеет достаточно большую величину η=0.7 – 0.8, поэтому применение экрана обеспечивает незначительное возрастание η. Подстилающую поверхность можно считать идеально-проводящей при радиусе экрана r не менее 2λ (λ – длина волны). На частоте 10 *МГц* $r \geq 60$ *м*, что приводит к необходимости установки сплошной металлической сетки под антенной решеткой. Стоимость такого экрана будет соизмерима или больше суммарной стоимости диполей антенной решетки. Отсутствие экрана под разработанным нами активным диполем не помешало реализовать его чувствительность, близкую к предельной, даже для частоты ν=10 *МГц*. Эксперименты [16], проведенные с активным диполем LWDA, в целом подтверждают наш вывод о нецелесообразности использования экрана.

Список литературы: 1. *Butcher H.R.* First of a new generation of radio telescopes // Proceedings SPIE. 2004. v. 5489, p. 537. 2. *Kassim N.E. and Erickson W.C.* Meter- and decameter-wavelenth array for astrophysics and solar radar // Proceedings SPIE.1998. v. 3357, p. 740. 3. *Bowman J.D. et al.* // Astronomical J. 2007. v. 133, p.1505. 4. *Pen U.L., Wu X.P. and Peterson J.* preprint (astro-ph/0404083), 2004. 5. *Braude S.Ya. et al.* // Astrophys. Space Sci. 1978. v. 54, p. 3. 6. *Konovalenko A.A. et al.*// Experimental Astron. 2005. v. 16, p. 149. 7. *Norton D.* // Microwave Journal. 1976. v. 5, p. 53. 8. *Abranin E.P., Bruck Yu.M. and Konovalenko A.A.*// Int. J. Electronics. 1990. v. 69, p. 345. 9. *Abranin E.P., Bruck Yu.M., Zakharenko V.V. and Konovalenko A.A.* // Experimental Astron. 2001. v. 11, p. 85. 10. *Hicks, B. et al.* http://www.phys.unm. edu/~lwa/memos. 2006. 11. *Falkovich I.S. et al.* An Effective Technique for Measuring the Dielectric Constant of the Ground to Determine Parameters of Antennas Above an Interface, Proceedings JINA-94. 1994, p.370. 12. *Rashkovskii S.L.* // Radiophisics and Quantum Electronics. 1980, v. 23, N8, p. 568. 13. *Ellingson S.W.*// IEEE Trans. Antennas Propaget. 2005. v. AP-53, N8, p. 2480. 14. *Kozhyn R.V., Vinogradov V.V. and Vavriv D.M.* Low-noise, high dynamic range digital receiver/spectrometer for radio astronomy applications, Proceedings The Sixth International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves and Workshop on Terahertz Technologies. 2007, p.736. 15. *Krymkin V.V.* // Radiophysics and Quantum Electronics. 1971. v. 14, N 2, p.161. 16. *Erickson B.* http://www.phys.unm. edu/~lwa/memos. 2006.

Радиоастрономический институт НАНУ

Поступила в редколлегию 09.02.2010

УДК 621.396.67

В.А. УСИН, д-р техн. наук, В.И. МАРКОВ, С.В. ПОМАЗАНОВ,
А.В. УСИНА, канд. физ.-мат. наук, А.Б. ФИЛОНЕНКО

ПРОБЛЕМНЫЕ ВОПРОСЫ ТЕХНОЛОГИИ НАСТРОЙКИ И КАЛИБРОВКИ ФАР

Введение

Повышение требований к техническим характеристикам (ТХ) РЛС обусловило широкое использование в качестве антенных систем (АС) фазированных антенных решеток (ФАР), в том числе активных (АФАР) и цифровых (ЦАР) [1]. Необходимость обеспечения высокой точности и достоверности информации о реальных характеристиках АС приводит к соответствующему усложнению комплекса испытаний, проводимых с одним образцом ФАР. В настоящее время хорошо разработаны аппаратура и методы измерения параметров традиционных АС, однако разработка и производство ФАР требуют существенного расширения парка оборудования для входного тестирования, измерения параметров, выявления неисправностей комплектующих узлов и элементов перед началом производства, средств контроля и отладки интегральных узлов и блоков, создания специализированных испытательных стендов [2, 3]. Соответственно, методы испытаний, методология, аппаратура и программное обеспечение автоматизированных измерительных стендов должны быть приспособлены для проведения работ с конкретными типами ФАР и учитывать специфические особенности их конструкции.

Важными проблемами является углубление уровня диагностики отказов и обеспечение полной автоматизации операций настройки, контроля и калибровки. При разработке ФАР стало обязательным включение в их состав встроенной системы контроля и калибровки (ВСКК) изделия в процессе эксплуатации [4].

Как правило, основной объем работ по проведению настройки и измерениям ТХ ФАР выполняется в безэховых камерах (БЭК) в ближней зоне излучения амплифазометрическим методом (АФМ) [5 – 7].

Постановка задачи

Так как технология проведения контроля технического состояния, настройки и измерения параметров ФАР в значительной мере зависит от ее технической реализации, то на самых ранних этапах разработки для сокращения сроков изготовления и минимизации издержек производства необходимо:

– предусмотреть создание портов для подключения измерительного оборудования к ФАР и обеспечить возможность управления ее состоянием;

– обосновать требования к техническим характеристикам автоматизированных измерительных комплексов (АИК), составу, параметрам измерительной аппаратуры и алгоритмам сбора и обработки данных, оценить необходимость и объем проведения доработок;

– принять решение по перечню существующих методов и методик проведения испытаний и стандартному стендовому оборудованию, которые могут быть применены в процессе создания ФАР;

– оценить возможность использования отработанных на других изделиях технологий настройки и контроля;

– разработать оптимальную технологию проведения настройки и приемно-сдаточных испытаний ФАР;

– в случае необходимости определить дополнительные технические и программные средства, требующие разработки и аттестации до начала изготовления ФАР;

– оценить необходимую точность и достоверность получения результатов.

Ошибки, совершенные на данной стадии, могут привести к существенному увеличению затрат и сроков разработки ФАР.

Следует отметить, что проведение испытаний ФАР должно не только обеспечить настройку и подтвердить расчетные характеристики антенны, но и выявить наиболее «узкие места» в конструкции ФАР, оценить влияние возможных комбинаций ошибок реализации заданных амплитудно-фазовых распределений (АФР) на параметры антенны. Не менее важной задачей является отработка и подтверждение качества и эффективности функционирования встроенной системы контроля и калибровки (ВСКК). Решение этих задач также следует учитывать при разработке технологии и выборе измерительных процедур[8 – 11].

Цель исследований

Целью данной работы является разработка предложений по совершенствованию технологии настройки и контроля технического состояния ФАР.

В настоящее время в литературе еще недостаточно полно представлены работы, посвященные процессу настройки реальных ФАР. Так, в большинстве случаев рассматриваются идеализированные модели АС и внешних условий, делаются определенные допущения (например, считают, что облучение апертуры антенн из дальней зоны производится плоской волной, пренебрегают взаимодействием излучателей при сканировании, при переключении состояний фазовращателя амплитуда сигнала в канале считается постоянной и пр.) .

В данной статье на основе многолетнего опыта проведения контроля технического состояния и настройки ФАР различных типов приведена методология и выделены основные этапы, характерные для проведения настройки и приемо-сдаточных испытаний большинства существующих и перспективных ФАР.

Технологический цикл изготовления и настройки ФАР

Для ***опытного*** образца ФАР характерна, как правило, недостаточно высокая степень отработки узлов и фрагментов, поэтому большая часть времени, отведенного на настройку изделия, тратится на отладку протоколов связей отдельных устройств, входящих в ее состав, и устранение неисправностей. Чем сложнее антенная система, тем больше времени требуется на стыковку ее отдельных узлов и устройств, а значит, тем больше будет вероятность возникновения неисправностей, на устранение которых затрачивается дополнительное время. Поэтому очень важно правильно выбрать технологию настройки и определить состав подсистем и фрагментов ФАР, испытываемых на том или ином этапе, а также последовательность их наращивания. Последовательное проведение испытаний функционально законченных модулей и блоков опытного образца ФАР и наращивание их в подсистемы предопределяет количество возможных промежуточных этапов настройки, которые могут носить характер комплексных испытаний, проводимых с целью последовательной отработки взаимодействия между элементами системы, начиная с совместной работы нескольких функционально законченных устройств и кончая всей системой.

Для ***серийно выпускаемых*** ФАР технологический цикл изготовления и настройки, как правило, включает в себя операции:

– проверку параметров комплектующих стандартных узлов (фазовращателей, делителей, усилителей, кольцевых мостов и т.д.), из которых будут собираться приемо-передающие модули (ППМ) ФАР. Данные измерений заносятся в базу данных и могут использоваться при разработке ВСКК;

– сборку ППМ и подрешеток, проведение измерения их параметров в различных температурных режимах, выявление скрытых дефектов комплектующих и сборки. Данные измерений заносятся в базу данных и могут использоваться для выбора месторасположения подрешетки в апертуре ФАР;

– контроль технического состояния и измерение характеристик подрешеток в сборе с учетом (имитацией) окружения излучающих элементов апертуры на специальных стендах;

– проведение первичной настройки ФАР в сборе. Это итерационный процесс с использованием ПЭВМ и технологических оперативных запоминающих устройств (ТОЗУ) для

определения и занесения в вычислительное устройство управления лучом (ВУУЛ) амплитудных и фазовых поправок. Формирование базы данных измерений АФР и соответствующих внешних характеристик ФАР;

– измерение коэффициентов связи между излучателями ФАР и контрольными облучателями, расчет нормирующих коэффициентов.

Одной из задач, решаемых при настройке ФАР, является задача оптимизации ее характеристик, которая заключается в компенсации отклонений АФР от расчетных значений и, следовательно, в установке необходимых величин коэффициентов возбуждения каналов ФАР.

Испытания комплектующих компонентов, модулей и элементов каналов ФАР целесообразно проводить по мере их поступления и изготовления узлов и блоков, так как цена отказа элемента и ошибки сборки на каждом этапе повышается.

В связи с этим технологию изготовления ФАР можно представить в следующем виде:

– входной контроль элементов, определение вносимых ими потерь, фазовых сдвигов и создание базы данных для моделирования АФР при настройке;

– сортировка по параметрам и определение мест установки;

– сборка модулей ФАР, проведение контроля и возможной регулировки амплитудных и фазовых передаточных функций системы формирования лучей;

– сборка и настройка ФАР в целом.

Элементы проходят контроль на специальных стендах, где определяются их характеристики и ведется разбраковка на группы по параметрам. Например, на рис. 1 показано рабочее место регулировщика для контроля параметров фазовращателей. Наиболее качественные элементы используются для центральной части ФАР, где влияние ошибок реализации фазовых сдвигов на параметры ФАР, как правило, сильнее, чем при расположении таких модулей на периферии, а менее качественные – устанавливаются на краях апертуры. Имеющийся в программном обеспечении режима «Настройка» комплекс программ математического моделирования позволяет прогнозировать основные характеристики ФАР для выбранного размещения элементов в апертуре и выбрать приемлемый вариант реализации АФР.

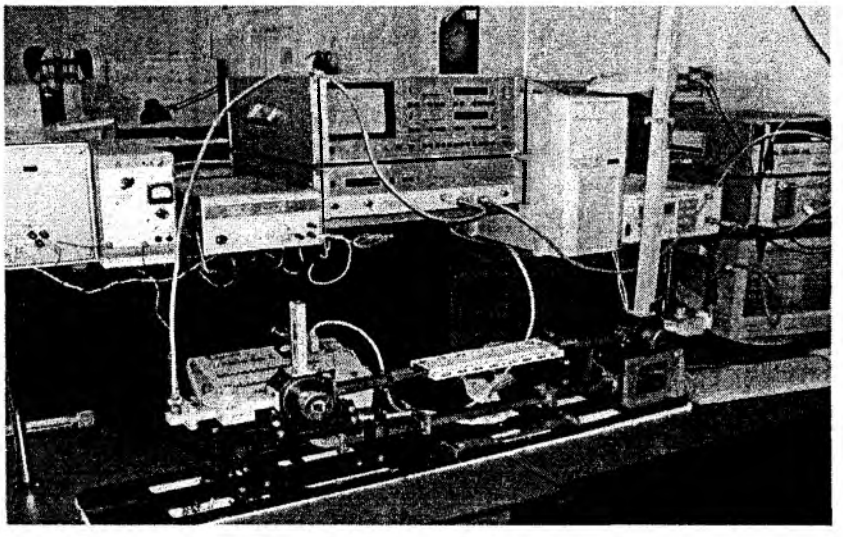


Рис. 1

Программное обеспечение режима «Настройка» позволяет найти кодовые комбинации состояний фазовращателей (ФВ), которые удовлетворяют требованиям, заданным в блоке входных данных. В основном используется автоматический режим, но можно проверить выбранные значения вносимых потерь и фазовых сдвигов в ручном режиме.

Собранные модули и элементы каналов системы формирования лучей проходят технологическую прогонку с целью обнаружения дефектов сборки и только после этого устанавливаются в ФАР.

В результате исследований была определена ***технология настройки*** для ряда типов ФАР, разработана аппаратура и соответствующее программное обеспечении (ПО).

Типовой план проведения настройки и приемосдаточных испытаний (ПСИ) ФАР включает в себя:

- подготовительные операции;
- подключение ФАР к АИК;
- проверку прохождения команд управления и ответной реакции ФАР;
- контроль технического состояния ФАР;
- настройку ФАР в диапазоне частот при не отклоненных положениях луча;
- проверку настройки ФАР в диапазоне частот при отклоненных положениях луча;
- подстройку ФАР в диапазоне частот для отклоненных положений луча;
- отработку технологии проведения калибровки и аттестацию ВСКК;
- проведение приемосдаточных испытаний по согласованной программе.

Установка антенного устройства (АУ) на опорно-поворотное устройство автоматизированной измерительной системы (АИС) включает в себя следующие операции: проверку компланарности апертуры АУ и плоскости сканирования измерительной системы, привязку координат излучающих элементов к координатам сканера, оценку уровня принимаемого сигнала и динамического диапазона измерений, определение зоны сканирования и ее смещения при качании луча.

Проверка технического состояния ФАР заключается в контроле прохождения сигналов управления, тестировании каналов управления СУЛ (по токам ФВ, индикаторным панелям и обратной связи, записи/чтению управляющих сигналов и т.д.), выявлении технологических дефектов, контроле комплексных коэффициентов передачи (ККП) каналов по СВЧ сигналу, определении реальных фазовых сдвигов и вносимых потерь при переключении состояний ФВ, оценке стабильности работы СУЛ. В последнем случае оценивают разброс параметров ФВ при переключениях состояний фазовращателей и аттенюаторов, сравнивают характеристики ФВ, полученные при проведении измерений на специализированном стенде (при проведении индивидуальной проверке и подборе оптимальных кодовых комбинаций) с данными, полученными при их установке в антенное полотно (в режимах прием/передача), проводят комплексную проверку системы управления ФАР и отработку всех команд в заданных режимах работы устройства управления. На рис. 2 приведен вид окна программы проверки отработки дискретных кодовых комбинаций фазовращателями [12].

После завершения процедур контроля производится измерение АФР и поправок. Программа позволяет просмотреть таблицу кодовых комбинаций подаваемых на устройство управления ФВ и коды фаз в десятичной, двоичной и шестнадцатеричной системе, хранит предыдущие фазовые поправки для того, чтобы можно было вернуться к предыдущему состоянию, если новые поправки не приведут к ожидаемому улучшению ТХ. На рис. 3 приведен вид окна программы после завершения настройки.

Программа работы с архивными файлами кодовых комбинаций ФВ и фазовых поправок предназначена для выполнения замены кодов в архивных файлах ФВ при замене фазовращателей в ФАР. В соответствии с программой проводится запись управляющих кодовых комбинаций для фазовращателя заменяющего отказавший ФВ, выполняется перерасчет поправок на месте заменяемого ФВ и изменения сохраняются в архивном файле. Информация из полученного файла с помощью программатора записывается в ПЗУ устройства управления лучом ФАР. На рис. 4 приведен пример вида окна программы работы с архивными файлами.

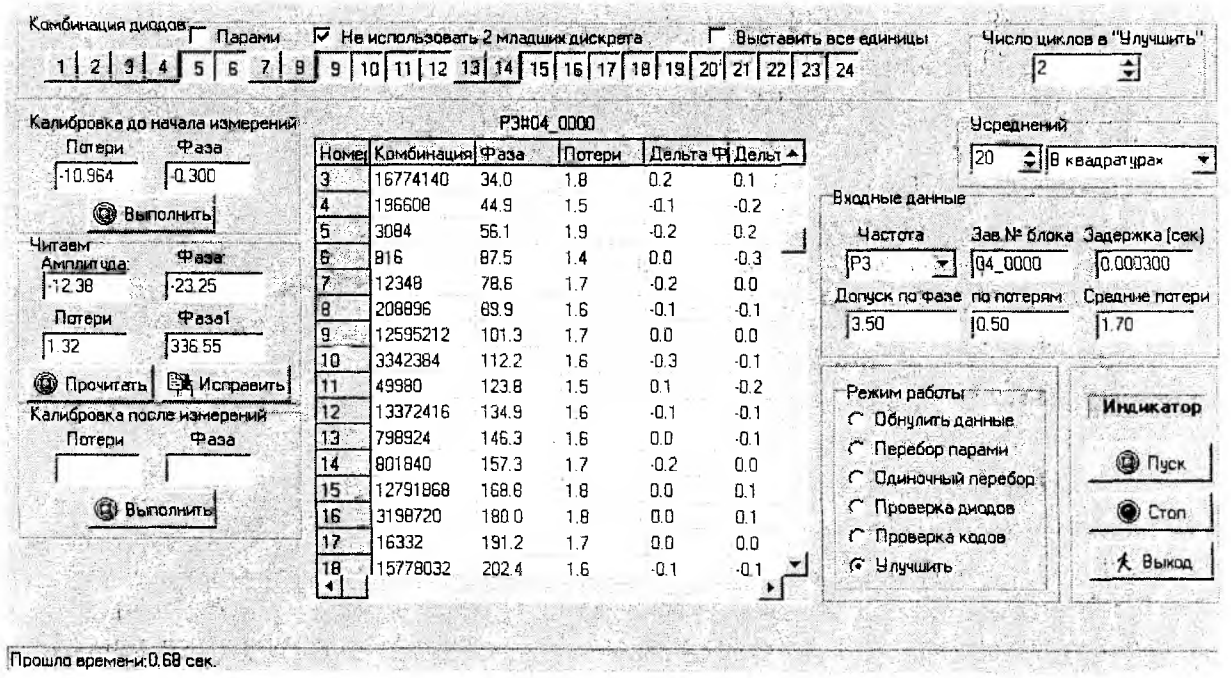

Комбинация диодов
Парами
Не использовать 2 младших дискрета
Выставить все единицы
Число циклов в "Улучшить"
Калибровка до начала измерений
Потери
Фаза
Выполнить
Читаем
Амплитуда
Фаза
Потери
Фаза1
Прочитать
Исправить
Калибровка после измерений
Потери
Фаза
Выполнить
РЗ#04_0000
Усреднений
в квадратурах
Входные данные
Частота
Зав.№ блока
Задержка (сек)
Допуск по фазе
по потерям
Средние потери
Режим работы
Обнулить данные
Перебор парами
Одиночный перебор
Проверка диодов
Проверка кодов
Улучшить
Индикатор
Пуск
Стоп
Выход
Прошло времени: 0.68 сек.

Рис. 2

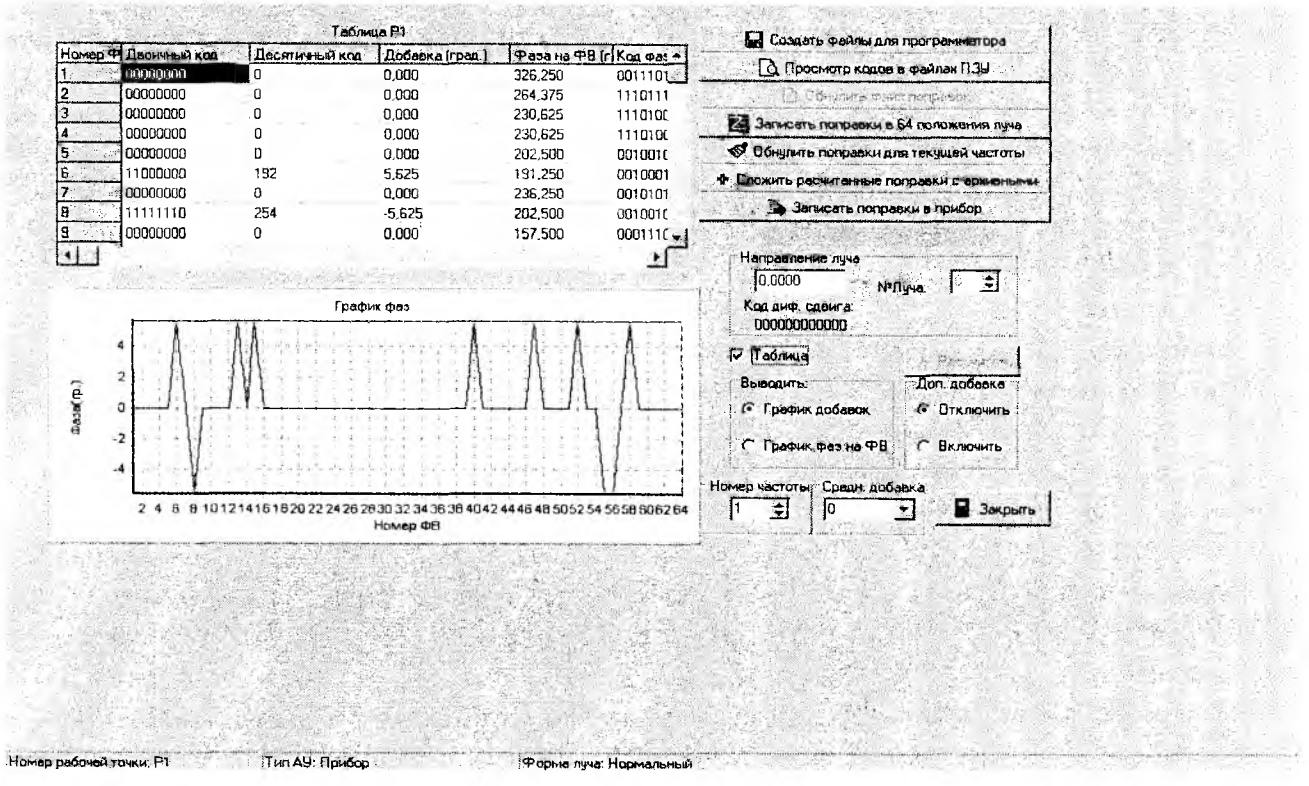

Таблица РЗ
Создать файлы для программатора
Просмотр кодов в файлах ПЗУ
Записать поправки в 64 положения луча
Обнулить поправки для текущей частоты
Сложить рассчитанные поправки с вручную
Записать поправки в прибор
График фаз
Направление луча
Код диф. сдвига:
Таблица
Выводить:
График добавок
График фаз на ФВ
Доп. добавка
Отключить
Включить
Номер частоты
Средн. добавка
Закрыть
Номер ФВ
Номер рабочей точки: Р1
Тип АУ: Прибор
Форма луча: Нормальный

Рис. 3

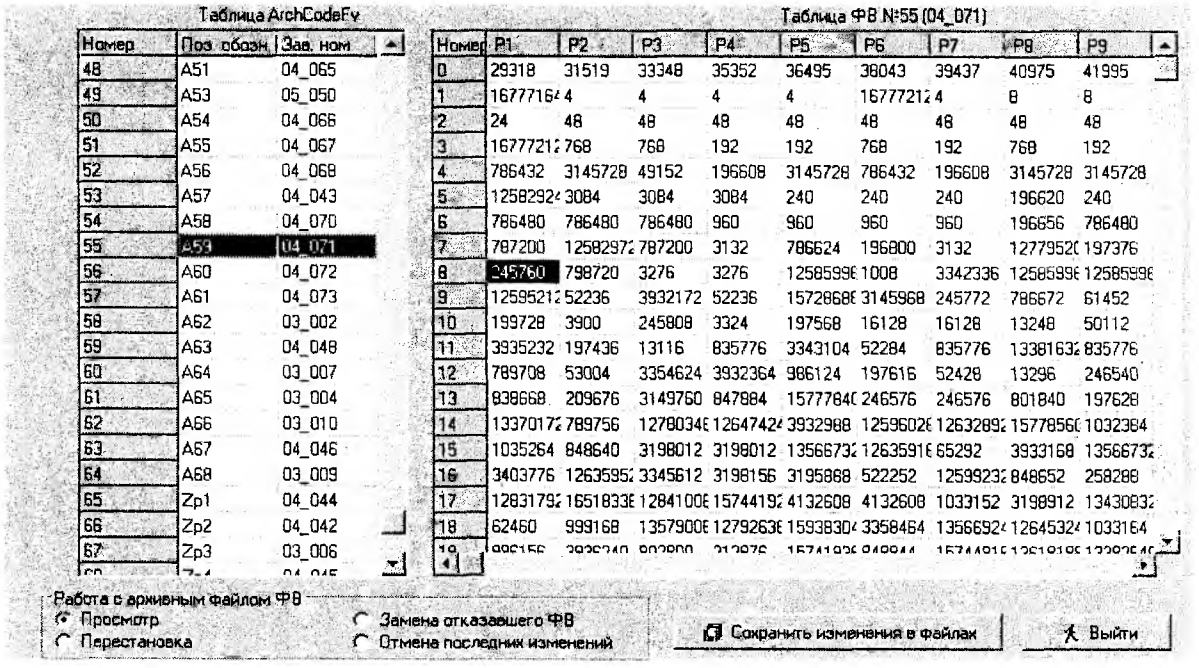


Рис. 4

Остановимся на особенностях настройки многоканальных ФАР [13, 14]. Системы контроля и настройки многоканальных (многолучевых) ФАР (МФАР) позволяют наиболее точно реализовать требуемое АФР на апертуре в заданной полосе частот и обеспечивают учет влияния дестабилизирующих факторов на основе результатов, полученных системой встроенного контроля.

Характеристики МФАР во многом зависят от принятой архитектуры диаграммообразующей схемы, систематических и случайных погрешностей, вносимых элементами решеток (фазовращателями, аттенюаторами, кольцевыми мостами, вентилями и т. д.) и изготовленных из них модулей.

По результатам контроля технического состояния ФАР определяется статистика и распределение ошибок на апертуре (ошибки отработки заданных фазовых сдвигов фазовращателями, системой формирования лучей, взаимным влиянием элементов).

Учет конструктивных особенностей МФАР (структуры модулей и системы формирования лучей, возможности регулировок амплитуды и фазы как индивидуальных для каждого излучателя, так и групповых для модулей и лучей) позволяет достичь оптимальных интегральных параметров с учетом конструктивных ограничений и неиндентичности каналов многолучевой системы. Следует отметить, что для однолучевых ДН практически достаточно одной итерации для получения характеристик близких к потенциально достижимым (с учетом конструктивных ограничений и взаимного влияния излучателей). Например, при задании АФР на апертуре, теоретически обеспечивающем уровень боковых лепестков (УБЛ) минус 40 *дБ*, уже после первой итерации был получен УБЛ не более минус 36 *дБ*. Однако применение такой технологии к настройке МФАР при получении аналогичного УБЛ в первом канале (порядка минус 36 *дБ*), привело к росту максимального УБЛ в других каналах многолучевой матрицы до величины порядка минус 18 – 20 *дБ* [8].

При оптимизации характеристик многолучевой ФАР с низким уровнем боковых лепестков (УБЛ) при отсутствии возможности индивидуальной настройки АФР каждого луча многолучевой матрицы, особую актуальность приобретает задача оптимизации совокупных характеристик многолучевой ФАР с помощью общих фазовых поправок.

Сочетание режимов измерения АФР, оперативного моделирования и синтеза параметров ДН, расчета и внесения поправок в АФР с помощью ТОЗУ, учет реальных характеристик фазовращателей и аттенюаторов ППМ, контроль реализации заданных поправок и определение

их влияния на ТХ способствует выработке детального понимания физики процесса настройки. Предложенная технология дает возможность оперативной проверки предлагаемых модернизаций АФР, оптимизирует процесс настройки по качеству и времени и открывает пути совершенствования ТХ АС на этапе экспериментальной отработки опытных образцов.

Выводы

Требуемая точность измерения ТХ ФАР и качество настройки на основе изложенной методики обеспечиваются комплексным подходом, включающим в себя входной контроль элементов, учет их характеристик при изготовлении и сборке модулей, соответствующими методиками выполнения измерений и программами корректировки систематических ошибок, вносимых аппаратурой измерительного стенда.

На этапе разработки архитектуры системы управления лучом ФАР следует обеспечить возможность контроля технического состояния антенны для проведения эффективной настройки и калибровки в целях поддержания технических параметров ФАР в процессе эксплуатации.

Результаты разработки технологии процессов контроля технического состояния, проведения настройки и испытаний ФАР в значительной мере зависят от технической реализации АС и в ряде случаев требуют особого похода [15].

Использование технологических программ на этапе разработки ФАР в результате многовариантного моделирования дает возможность провести:

– оптимальный выбор формы апертуры и АФР, выдвинуть обоснованные требования к допускам изготовления, параметрам распределительной, излучающей и управляющей систем и к их элементам (фазовращателям, излучателям и т.д.);

– обосновать требования к техническим характеристикам АИК, его составу, параметрам измерительной аппаратуры и алгоритмам обработки данных, выбрать оптимальные технологии проведения настройки и ПСИ ФАР, оценить степень точности и достоверность получаемых результатов.

При проведении настройки и испытаний ФАР для получения достоверной оценки ТХ ФАР была разработана технология, включающая в себя:

– максимально полную оценку технического состояния элементов, входящих в канал приемо-передающих модулей ФАР (аттенюаторов, фазовращателей, смесителей и других элементов ФАР) для режимов ПЕРЕДАЧА и ПРИЕМ, выявление неисправностей и технологических дефектов в каналах ФАР, а также оценку взаимного влияния излучающих элементов (коммутационным методом);

– проведение математического моделирования (с использованием математической модели ФАР и данных, полученных при контроле и измерениях) с нахождением и последующим подтверждением ожидаемых статистических характеристик;

– проведение настройки АФР для требуемого пространственного сектора углов, расчет и внесение необходимых фазовых и амплитудных поправок для пространственных угловых секторов (на которые разбит полный сектор с учетом ограничений по возможности управления и юстировки для всех каналов ФАР);

– повторную оценку технического состояния каналов ФАР и их элементов (выявление зависимости от режима работы, охлаждения и т.д.) с помощью поэлементного контроля;

– статистическую обработку полученных данных и определение объема выборки АФР, достаточной для достоверной оценки параметров ФАР;

– выборочное измерение характеристик ФАР, накопление результатов в базе данных, статистическую обработку и выдача заключения о соответствии ФАР исходным требованиям [16 – 17].

Таким образом, использование предложенной технологии настройки, сочетания реальных данных, полученных при измерении АФР, и моделирования на ЭВМ дает возможность оперативной проверки предлагаемых изменений АФР и оптимизирует процесс настройки по качеству и времени.

Список литературы: 1.*Активные* фазированные антенные решетки / Под ред. Д.И. Воскресенского. М.: Радиотехника, 2004. 488 с. 2.*Основные* тенденции развития ближнезонных методов измерения характеристик антенн. Ч.1. Методы измерений линейных и апертурных антенн / В.А. Усин, В.И. Марков, В.А. Губарь, В.А. Ковальчук, Л.В. Рожнятовская, А.В. Усина, А.Б. Филоненко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006 . Вып. 146. С. 107-120. 3.*Применение* автоматизированных измерительных комплексов для оценки параметров сложных антенных систем / В.А. Усин, В.И. Марков, В.А., С.В. Помазанов, А.В. Усина // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 154. С. 172-178. 4. *Марков В.И.* Встроенная система контроля ФАР // Вісник Київ. нац. університету імені Тараса Шевченка. Київ: Київ. ун-тет, 2006. Вип. 2, С. 94-100. 5.*Slater, Dan* Near-field antenna measurements / Boston: Artech House, 1991. 310 p. 6. *Методы* измерения характеристик антенн СВЧ / Л.Н. Захаров, А.А. Леманский, В.И., Турчин и др.: под ред. Н.М. Цейтлина. М.: Радио и связь, 1985. 368с. 7. *Методы* измерения параметров излучающих систем в ближней зоне/ Л.Д. Бахрах и др. Л.: Наука, 1985. 8.Основные тенденции развития ближнезонных методов измерения характеристик антенн. Ч.2. Методы контроля, настройки и измерения параметров ФАР / *В.А. Усин, В.И. Марков, С.В. Помазанов, А.В. Усина, А.Б. Филоненко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2010. Вып. 160, С. 213-227. 9. *Автоматизированная* система для контроля и настройки ФАР / В.И. Гузь, В.И. Марков, А.А. Зайцев, В.А. Мартынов, А.Б. Филоненко // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. Киев. 2007. Т. 50, №1. С 46-51. 10. *Алексеев О. С.* Формирование перспективного технологического маршрута настройки АС с ЭУЛ // Антенны. 2008. №9 С. 29-39. 11. *Настройка*, контроль и калибровка АФАР / В.А. Усин, В.И. Марков, В.А., С.В. Помазанов, А.В. Усина // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 157. С. 87-90. 12. *The automatized* system for s-parameters measurement of controlled microwave – devices / V.I. Guz, V.P. Lipatov, A.A. Zaitsev, V.A. Martynov, V.I. Markov, A.B. Filonenko // Proc. of the 5-th International Conference of Antenna Theory and Techniques. Kyiv (Ukraine). 24-27 May 2005. pp. 382-385. 13. *Усин В.А., Марков В.И., Филоненко А.Б.* Расчетно-экспериментальный метод настройки многоканальных ФАР // Электромагнитные волны и электронные системы. 2004. Т..9, №3-4. С. 94-100. 14. *Markov V., Kozlov A.* Built-In Performance Monitoring Systems for Phased-Array Antennas with Binary Phase Shifters. Proc. of Antenna Measurement Techniques Association (AMTA'03), Irvine, California, 2003, pp. 560-567. 15. *Markov V.I.* Built-in performance monitoring system for high power transmitting phased-array antennas // MMET. 2004. pp.327-329. 16.*Усин В.А., Ковальчук В.А., Марков В.И., Филоненко А.Б.* Комбинированный метод измерения характеристик антенн // Успехи современной радиоэлектроники. 2005. №5. С. 65-71. 17. *Markov V.I., Filonenko A.B.* Implementation of phase retrieval techniques for improving the results of phased array antennas near-field measurements, MMET, 2004, pp.177-179.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники,
НИИ «Квант»,
Харьковский государственный
университет питания и торговли,
Антрацитовский техникум
радиоэлектронного приборостроения

Поступила в редколлегию 04.03.2010

УДК 528.2: 629.78

А.А. ЖЕЛАНОВ, А.А. ЖАЛИЛО, канд. техн .наук, В.М. ШОКАЛО, д-р. техн .наук

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ МЕТОД И АЛГОРИТМЫ ВЫСОКОТОЧНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ФАЗОВЫХ GPS НАБЛЮДЕНИЙ РАЗНОСТНОЙ ЧАСТОТЫ

Введение. Постановка задачи

Решение задач высокоточного определения местоположения (позиционирования) по сигналам GPS/GNSS невозможно без использования фазовых наблюдений [1 – 3]. Главными задачами обработки фазовых GPS/GNSS наблюдений являются устранение циклических/полуциклических скачков и разрешение фазовой неоднозначности [1 – 3]. Задача разрешения фазовой неоднозначности (РФН) заключается в определении начального количества целых циклов для каждого участка наблюдений группы спутников относительно одного (любого) из них – референцного, т.к. задача РФН может быть решена однозначно только для т.н. двойных разностей фазовых наблюдений при соблюдении определенных условий и ограничений [1]. При этом полагается, что для каждого участка наблюдений фазовые скачки исключены, в противном случае участок со скачком (скачками) должен быть разбит на два или более отдельных участка с непрерывным («бесскачковым») изменением фазы. Наличие неустраненных фазовых скачков приводит к увеличению количества начальных неоднозначностей, уменьшению интервалов накопления целевых функций и, соответственно, к уменьшению надежности РФН. Поэтому задачи устранения фазовых скачков и разрешения начальной фазовой неоднозначности должны решаться во взаимосвязи. Правильное согласование начальных неоднозначностей (количества целых циклов) в двойных разностях фазовых наблюдений – между станциями (одинарные дифференциальные разности) и между спутниками текущего рабочего созвездия – гарантирует получение сантиметровой, а в ряде случаев и миллиметровой, точности, как в статическом, так и в кинематическом (для движущихся объектов) режимах позиционирования.

В данной работе представлены и рассматриваются результаты разработки и исследования одного из методов РФН для линейной комбинации (ЛК) фазовых GPS наблюдений разностной частоты – Wide Lane (WL) с длиной волны λ= 86,2 см [1, 4, 5]. При этом рассматривается задача не только оценки надежности РФН для данной линейной комбинации, но и оценки потенциальных возможностей использования фазовых GPS наблюдений разностной частоты для высокоточного позиционирования, в частности при выполнении аэрофотосъемок и других геодезических работ в кинематическом режиме. Дальнейшее изложение ведется в предположении, что фазовые наблюдения непрерывны, т.е. циклические и полуциклические фазовые скачки GPS- наблюдений обеих частот устранены.

Известным подходом к задаче РФН является подход, основанный на комбинировании фазовых и кодовых наблюдений – комбинация Melbourne-Wübbena (MW) [1, 4 – 6]. Замечательное достоинство этой известной комбинации заключается в том, что она является «безгеометрической», не содержит эфемеридно-временных, тропосферных и ионосферных составляющих погрешностей наблюдений, а соответствующие двойные разности ЛК MW не содержат и аппаратурных задержек, но содержит искомую фазовую неоднозначность WL в присутствии многолучевости и шумов кодовых наблюдений. Поэтому, усредняя комбинацию MW (двойную разность) по времени, можно оценить целочисленную неоднозначность как континуальную величину, а затем округлить ее до ближайшего целого значения [1]. Оценка неоднозначностей линейных фазовых комбинаций WL с использованием кодово-фазовых комбинаций MW позволяет перейти к однозначным фазовым WL- наблюдениям [4, 5]. Но проблема заключается в том, чтобы получить достоверную оценку в условиях медленно изменяющейся многолучевой составляющей кодовых наблюдений, особенно, когда наблюдения выполняются в разных условиях и при различных настройках GPS приемников.

Необходимо отметить, что в доступных авторам источниках отсутствуют какие-либо достаточные сведения и рекомендации по решению этой проблемы в изложенной постановке. В целом, множество исследований, посвященным задачам РФН GPS/GNSS-наблюдений, в той или иной степени рассматривают задачу и условия верификации получаемого решения РФН, т.е. надежности оценивания целочисленных переменных, так как цена ошибки даже в один фазовый цикл – многократное ухудшение точности координатного решения.

С целью исследования возможностей использования кодово-фазовых комбинаций MW ранее одним из авторов данной статьи были проведены специальные исследования, в результате которых предложен надежный алгоритм РФН для ЛК WL и процедура верификации оценки целочисленных неоднозначностей двойных разностей фазовых наблюдений разностной частоты [6]. Ограничением предложенного метода является то, что для решения задачи РФН использовались традиционные двойные разности фазовых наблюдений, в то время как формирование и обработка таких разностей применительно к ЛК MW приводит к частичной потере информации, т.к. участки совместной видимости референцного и текущего спутников, как правило, имеют меньшую протяженность, чем каждый из участков отдельно. Это при определенных условиях приводит к недостоверной оценке неоднозначностей и уменьшению надежности РФН. Поэтому, с точки зрения задачи РФН WL с использованием кодово-фазовых комбинаций MW, представляет значительный интерес разработка и исследование более эффективных методов и алгоритмов решения данной задачи, увеличения надежности РФН, а также решения финальной задачи точного позиционирования с максимально достижимой точностью и достоверностью с использованием WL-комбинации. Это и является целью настоящей работы, где излагаются основные результаты создания и исследований соответствующего алгоритмического и программного комплекса обработки GPS наблюдений для режима кинематической съемки субдециметровой/сантиметровой точности.

1. Краткое описание разработанного программно-алгоритмического комплекса для решения задачи высокоточного кинематического позиционирования с использованием фазовых GPS наблюдений разностной частоты. Отличительные особенности предложенной процедуры обработки двухчастотных GPS наблюдений

В настоящей работе кратко представлены текущие результаты разработки и верификации совокупности алгоритмов и программных модулей решения соответствующих задач обработки GPS наблюдений, включая модули РФН наблюдений разностной частоты, и определения параметров движения объектов. Разработанный программный пакет использует в качестве входных данных результаты предварительной обработки («пре-процессинга») GPS наблюдений, полученные с использованием отечественного программного комплекса «OCTAVA_PPA» [7, 8, 9].

В состав алгоритмического и программного обеспечения входят следующие основные модули обработки GPS- наблюдений:

- разрешения фазовой неоднозначности WL наблюдений с использованием линейной комбинации Melbourne-Wübbena и верификации полученного решения;
- «доразрешения» фазовой неоднозначности сетевым методом (уравнивание целочисленных неоднозначностей путем замыкания контуров наземной конфигурации станций и текущего спутникового созвездия), а также «доразрешения» фазовой неоднозначности WL наблюдений, для которых предложенный способ обработки ЛК Melbourne-Wübbena не позволил достичь надежного решения задачи РФН;
- расчета и ввода в наблюдения тропосферных (использовалась модель MOPS[10]) и ионосферной коррекций – модели Клобушара (Klobuchar) и GIM IONEX [11];
- формирования весовой матрицы наблюдений;
- фильтрации фазовых WL наблюдений с использованием наблюдений на частоте L1 GPS;

- учета фазовых характеристик и пространственного разноса фазовых центров приемных антенн на частотах L1 и L2 GPS;

- взвешенного МНК – решения [12] навигационной задачи по фазовым WL наблюдениям и расчета корреляционной матрицы погрешностей оцениваемых параметров.

На текущий момент полностью завершены исследования алгоритмов: РФН WL наблюдений с использованием ЛК Melbourne-Wübbena с верификацией полученного решения, доразрешения фазовой неоднозначности сетевым методом, решения навигационной задачи по фазовым WL наблюдениям с учетом моделирования ионосферной и тропосферной составляющих погрешности GPS-наблюдений.

Разработанные алгоритмы и программные модули имеют следующие существенные отличительные особенности:

- при решении задачи РФН не требуется формирование двойных разностей наблюдений, поскольку предложен метод РФН с формированием т.н. «виртуальных» двойных разностей наблюдений (см. ниже раздел 2), а для оценки надежности и верификации РФН применяются специально разработанные алгоритмы, использующие техники автокорреляционного анализа кодово-фазовых ЛК MW [6]; при этом оценка вероятности принятия правильного решения с учетом принятых допущений составляет не менее **P**=0,999; метод может быть использован в однобазовом и многобазовом режимах обработки как для статических, так и для кинематических наблюдений;

- разработанная методика «доразрешения» фазовых неоднозначностей и верификации РФН в целом может применяться как для сети базовых станций, так и для текущей конфигурации спутников для каждой пары станций; методика использует принцип уравнивания целочисленных неоднозначностей путем замыкания контуров (треугольников) наземной конфигурации станций и текущего спутникового созвездия с ограничивающими условиями;

- разработанные и исследованные алгоритмы РФН с использование ЛК MW носят универсальный характер и могут быть применены для «сетевого» разрешения фазовой неоднозначности – применительно к наблюдениям сети наземных GPS станций и групп «роверов» (статические и движущиеся объекты);

- использование разработанных алгоритмов более точного расчета и учета в WL наблюдениях ионосферных задержек с использованием модели ионосферы IONEX (IGS) [11] позволяет повысить надежность «доразрешения» фазовых неоднозначностей WL наблюдений даже на коротких временных участках и базовых расстояниях до 250 – 300 *км*.

2. Процедура РФН и высокоточного позиционирования с использованием «виртуальных» двойных разностей WL наблюдений

Предлагаемая процедура РФН WL наблюдений включает следующие действия.

1. Формируем ЛК Wide Lane (1) фазовых наблюдений, Narrow Lane [1] (2) кодовых наблюдений и комбинации Melbourne-Wübbena (3) на трассе спутник- приемник [6]:

$$\hat{\mathbf{L}}_{\mathrm{w}}{}^{j}_{k}(t)=\mathbf{F}^{\ j}_{k}+\gamma\cdot\mathbf{I}^{\ j}_{k}-\mathbf{N}_{\mathrm{w}}{}^{j}_{k}\cdot\lambda_{\mathrm{w}}+\Delta c_{\mathrm{w}}+\delta\mathbf{L}_{\mathrm{w}}{}^{j}_{k}, \tag{1}$$

$$\hat{\mathbf{S}}_{\mathrm{N}}{}^{j}_{k}(t)=\mathbf{F}^{\ j}_{k}+\gamma\cdot\mathbf{I}^{\ j}_{k}+\Delta c_{\mathrm{N}}+\delta\mathbf{S}_{\mathrm{N}}{}^{j}_{k}, \tag{2}$$

$$\hat{\mu}^{\ j}_{k}=\hat{\mathbf{L}}_{\mathrm{w}}{}^{j}_{k}-\hat{\mathbf{S}}_{\mathrm{N}}{}^{j}_{k}=\mathbf{N}_{\mathrm{w}}{}^{j}_{k}\cdot\lambda_{\mathrm{w}}+\Delta c_{\mathrm{wN}}+\hat{\mu}_{\mathrm{MP}}{}^{j}_{k}, \tag{3}$$

где $\mathbf{F}^{j}_{k}=\mathbf{R}+\mathbf{Tr}+\Delta_{k}+\Delta^{j}$ – функция частотно-независимых параметров;

$\mathbf{R}=\sqrt{(\mathbf{X}_{\mathrm{j}}-\mathbf{x}_{\mathrm{i}})^{2}+(\mathbf{Y}_{\mathrm{j}}-\mathbf{y}_{\mathrm{i}})^{2}+(\mathbf{Z}_{\mathrm{j}}-\mathbf{z}_{\mathrm{i}})^{2}}$ – геометрическая дальность;

$\mathbf{Tr}$ – погрешность, обусловленная тропосферной задержкой навигационных сигналов;

$\mathbf{X}_{\mathrm{j}}, \mathbf{Y}_{\mathrm{j}}, \mathbf{Z}_{\mathrm{j}}$ – координаты *j*-го спутника; $\mathbf{x}_{\mathrm{i}}, \mathbf{y}_{\mathrm{i}}, \mathbf{z}_{\mathrm{i}}$ – координаты *k*-го приемника;

Δ_k, Δ^j – погрешности, связанные с уходом шкал времени j-го спутника и k-го приемника относительно шкалы системного времени соответственно;

$\mathbf{N}_{\mathrm{w}}{}^{j}_{k}$ – начальные неоднозначности фазовых наблюдений на разностной частоте;

$\lambda_{\mathrm{w}} = 0{,}86$ і ; $\gamma \approx 1{,}28$;

Δc_{w}, Δc_{N}, Δc_{wN} – неизвестные величины (постоянные на интервале наблюдений), пропорциональные задержкам в аналоговых трактах j-го спутника и k-го приемника;

$\delta \mathbf{L}_{\mathrm{w}}{}^{j}_{k}$, $\delta \mathbf{S}_{\mathrm{N}}{}^{j}_{k}$, $\delta \hat{\mu}_{\mathrm{MP}}{}^{j}_{k}$ – погрешности, обусловленные многолучевостью распространения навигационных сигналов и шумами наблюдений.

2. Оцениваем величины $\hat{\mu}$ для каждой трассы «спутник-приемник» с применением алгоритмов оценки и верификации, предложенных в работе [6]. Выбираем референцный спутник (участок) и относительно него трансформируем систему уравнений следующим образом (4):

$$\begin{cases} \left\langle \hat{\mu}_1^{(ref)}(\mathrm{t}) \right\rangle = \omega_1^{(ref)} \\ \left\langle \hat{\mu}_2^{(ref)}(\mathrm{t}) \right\rangle = \omega_1^{(ref)} + \Delta\alpha_{21}^{(1)} \end{cases} \quad \begin{cases} \left\langle \hat{\mu}_1^{(j)}(\mathrm{t}) \right\rangle = \omega_1^{(ref)} + \nabla\beta_1^{(j,1)} \\ \left\langle \hat{\mu}_2^{(j)}(\mathrm{t}) \right\rangle = \omega_1^{(ref)} + \nabla\beta_1^{(j,ref)} + \Delta\alpha_{21}^{(ref)} + \nabla\Delta N_{W21}^{(j,ref)} \cdot \lambda_{\mathrm{W}} \end{cases}, \tag{4}$$

где $\hat{\omega}_1^{(\mathrm{ref})} = N_{W1}^{(\mathrm{ref})} \cdot \lambda_{\mathrm{W}} + \Delta c_{WN1}^{\mathrm{ref}}$,

$\Delta\hat{\alpha}_{21}^{(ref)} = \Delta N_{W21}^{(ref)} \cdot \lambda_{\mathrm{W}} + \Delta c_{WN21}$,

$\nabla\hat{\beta}_1^{(j,ref)} = \nabla N_{W1}^{(j,ref)} \cdot \lambda_{\mathrm{W}} - \nabla B^{(j,ref)} = N_{W1}^{(j)} \cdot \lambda_{\mathrm{W}} - N_{W1}^{(j)} \cdot \lambda_{\mathrm{W}} - \Delta c_{WN}^{(j)} + \Delta c_{WN}^{(ref)}$,

$\nabla\Delta\hat{N}_{W21}^{(j,ref)} = \Delta N_{W21}^{(j)} - \Delta N_{W21}^{(ref)} = \left[N_{W2}^{(j)} - N_{W1}^{(j)} \right] - \left[N_{W2}^{(ref)} - N_{W1}^{(ref)} \right]$.

3. Формируем вектор входных параметров:

$$< \underset{[2\cdot n]}{\vec{\mu}} >= \vec{\mathrm{F}} \left\{ \underset{[1]}{\omega_1}, \underset{[1]}{\Delta\alpha_{21}}, \underset{[n-1]}{\nabla\vec{\beta}}, \underset{[n-1]}{\nabla\Delta\vec{N}} \right\} + \delta\vec{\mu}. \tag{5}$$

Корреляционная матрица входных параметров:

$$\mathrm{K}_{\mu} = \mathrm{diag}\left\{ \sigma_{\mu_1}^2, \sigma_{\mu_2}^2, ..., \sigma_{\mu_n}^2 \right\}. \tag{6}$$

Оценки $\vec{\mu}$ и $\sigma_{\mu_n}^2$ формируются с использованием алгоритма оценки и верификации, описанного в [6].

4. Формируем МНК-оценку выходных параметров

$$\hat{\vec{\theta}} = [\mathrm{A}^{\mathrm{T}} \cdot \mathrm{K}_{\mu}^{-1} \cdot \mathrm{A}]^{-1} \cdot \mathrm{A}^{\mathrm{T}} \cdot \mathrm{K}_{\mu}^{-1} \cdot < \vec{\mu} >, \tag{7}$$

где $\underset{[2\cdot n\times 2\cdot n]}{A} = \left\| \frac{\partial \vec{F}}{\partial \vec{\theta}} \right\|$ - якобиан преобразования;

$$\underset{[2\cdot n]}{\hat{\vec{\theta}}} = \left\| \omega_1 \Delta\alpha_{21} \quad \nabla\vec{\beta}^{(2,1)} \quad \ldots \quad \nabla\vec{\beta}^{(n,1)} \nabla\Delta\vec{N}^{(2,1)} \quad \ldots \quad \nabla\Delta\vec{N}^{(n,1)} \right\|^T \tag{9}$$

Корреляционная матрица погрешностей выходных параметров: $K_\theta = [A^T \cdot K_\mu^{-1} \cdot A]^{-1}$.

5. Оцениваем целочисленные неоднозначности $\nabla\Delta\vec{N}^{(n,1)}$ согласно алгоритму верификации [6]. В случае разрешения $\nabla\Delta\vec{N}^{(n,1)}$ учитываем его в (4) и формируем новый вектор $\vec{\mu}$, при этом матрица K_μ остается неизменной.

Повторяем операции 3), 4), 5) до тех пор, пока получим достоверные финальные целочисленные оценки $\nabla\Delta\vec{N}^{(n,1)}$.

6. Формируем вектор поправок в WL- наблюдения:

$$\begin{cases} \hat{\mu}_1^{(ref)} = \hat{\omega}_1^{(ref)} \\ \hat{\mu}_2^{(ref)} = \hat{\omega}_1^{(ref)} + \widehat{\Delta\alpha}_{21}^{(1)} \\ \hat{\mu}_1^{(j)} = \hat{\omega}_1^{(ref)} + \widehat{\nabla\beta}_1^{(j,1)} \\ \hat{\mu}_2^{(j)} = \omega_1^{(ref)} + \widehat{\nabla\beta}_1^{(j,ref)} + \widehat{\Delta\alpha}_{21}^{(ref)} + \widehat{\nabla\Delta N}_{W21}^{(j,ref)} \cdot \lambda_W \end{cases} \tag{10}$$

В случае, если $\widehat{\nabla\Delta N}_{W21}^{(j,ref)}$ недостоверны, они не вводятся в вектор поправок, а включаются в оцениваемые параметры при дальнейшей обработке.

7. Вводим полученный вектор поправок в фазовые наблюдения разностной частоты:

$$\hat{L}_{Wi}^j(t) = F_i^j(t) + \gamma \cdot I_i^j(t) - \underbrace{\mu_i^j}_{\substack{\text{оценка } \hat{\mu}_i^j \\ \text{по ЛК MW}}} + [b_{\Phi_{Wi}} - B_{\Phi_W}^j] + \delta L_{Wi}^j(t) \tag{11}$$

После ввода коррекций $\hat{\mu}_i^j$ в уравнения $\hat{L}_{Wi}^j(t)$, последние могут быть представлены в виде (в зависимости от того, разрешена ли фазовая неоднозначность $\widehat{\nabla\Delta N}_{W21}^{(j,ref)}$ или нет):

$$\begin{cases} [\hat{L}_{wi}^j(t)]^* = F_i^j(t) + \gamma \cdot I_i^j(t) + [c_i - C^j] + \delta L_i^j(t), \text{ если РФН выполнена} \\ [\hat{L}_{wi}^j(t)]^* = F_i^j(t) + \gamma \cdot I_i^j(t) + [c_i - C^j] - \nabla\Delta N_{i1}^{j1} + \delta L_i^j(t), \text{ если РФН не выполнена} \end{cases};$$

c_i, C^j – неизвестные постоянные, обусловленные задержками сигналов в трактах приемников (c_i) и спутников (C^j). Эти величины имеют значения порядка групповых/фазовых задержек в соответствующих высокочастотных трактах.

Если РФН выполнена полностью, то величины $\hat{\mu}_i^j$ могут быть уточнены снова и система уравнений недифференцированных наблюдений примет окончательный вид:

$$[\hat{L}^j_{wi}(t)]^* = F^j_i(t) + \gamma \cdot I^j_i(t) + [c_i - C^j] + \delta L^j_i(t).$$

Одним из эффективных путей решения задачи «доразрешения» фазовой неоднозначности (там, где способ обработки ЛК Melbourne-Wübbena не позволил достичь надежного решения задачи РФН) заключается в применении сетевого метода – уравнивания целочисленных неоднозначностей путем замыкания контуров (треугольников) наземной конфигурации станций и текущего спутникового созвездия. Ограничивающее условие для любого треугольника с вершинами i, j, k $(k > j > i)$ имеет вид

$$N_{ji} + N_{kj} + N_{ik} = 0.$$

Другой подход к решению задачи «доразрешения» фазовой неоднозначности предполагает обработку одинарных разностей WL наблюдений и получение совместной оценки параметров местоположения, расхождений шкал времени «роверного» приемника и базовой станции, а также оставшихся неразрешенными неоднозначностей. В этом случае полученные континуальные МНК – оценки неоднозначностей округляются и далее целочисленные оценки также подвергаются верификации на достоверность описанными здесь и в работе [6] способами.

Предложенная процедура РФН с использованием «виртуальных» двойных разностей WL наблюдений включает оба описанных подхода «доразрешения» фазовой неоднозначности для достижения наилучшего финального решения.

В итоге для координатных определений (позиционирования) после расчета одинарных (дифференциальных) разностей однозначных фазовых WL наблюдений «ровер – базовая станция», ввода всех тропосферных и ионосферных поправок в наблюдения, поправок на несовпадение фазовых центров антенн на двух частотах используется традиционная процедура взвешенного МНК– решения [12] навигационной задачи и расчета корреляционной матрицы погрешностей оцениваемых параметров.

3. Результаты экспериментального тестирования разработанного программно-алгоритмического комплекса высокоточного позиционирования с использованием фазовых GPS наблюдений разностной частоты

Для отработки и натурного тестирования предложенных алгоритмов и процедур обработки GPS наблюдений были использованы несколько сеансов реальных кинематических наблюдений при проведении аэрофотосъемок на борту летательных аппаратов (вертолет, самолет) и наблюдения базовых станций. Ниже в качестве примера приводятся результаты обработки и анализа реальных наблюдений, предоставленных геодезической организацией ООО «ГЕОСКАНЕС» (г. Киев).

При проведении тестирования и исследований разработанных процедур обработки измерений выполнялись следующие действия.

1) GPS наблюдения подвергались предварительной обработке с использованием программного обеспечения «OCTAVA» [7 – 9], которое позволило оценить качество кодовых и фазовых наблюдений, устранить циклические фазовые скачки, восстановить непрерывность фазовых наблюдений и т.д.

2) Выполнялась обработка наблюдений и были получены высокоточные (с сантиметровой точностью) эталонные оценки координат вертолета с использованием ПО «GrafNav/GrafNet» (NovAtel Inc./ Waypoint, Канада). На рис. 1 представлена эталонная траектория полета вертолета. Интервал наблюдений составил около 3,5 *ч* с темпом данных 1 *Гц*.

3) В ходе тестирования выполнялось разрешение фазовых неоднозначностей разностной частоты с использованием ЛК Melbourne-Wübbena методом формирования «виртуальных» двойных разностей.

4) Выполнялось «доразрешение» неоднозначностей, для которых предложенный способ обработки ЛК Melbourne-Wübbena не позволил достичь надежного решения задачи РФН.

5) После разрешения неоднозначностей выполнялось решение навигационной задачи с использованием однозначных фазовых WL наблюдений. Для компенсации ионосферной и тропосферной составляющих погрешностей использовались модели [10, 11].

6) Вычислялись отклонения (невязки) полученного WL решения от эталонного и рассчитывались статистические характеристики полученного решения.

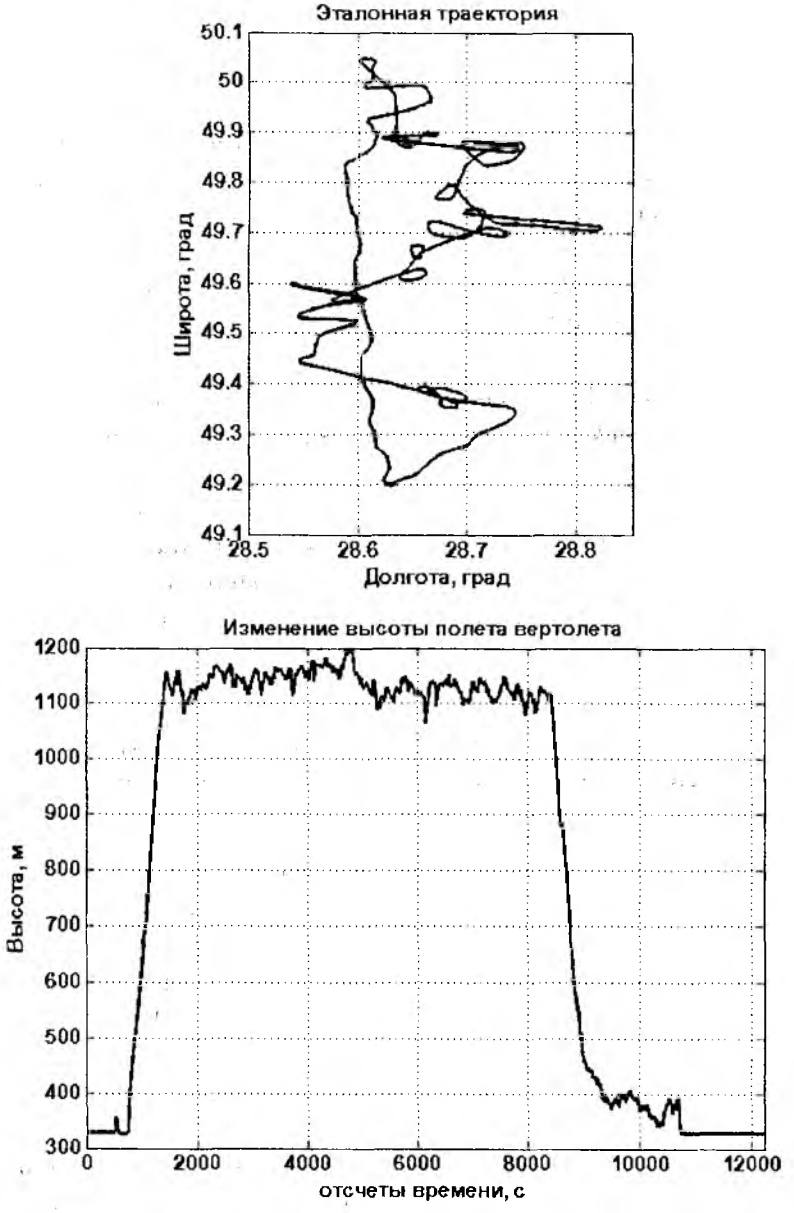
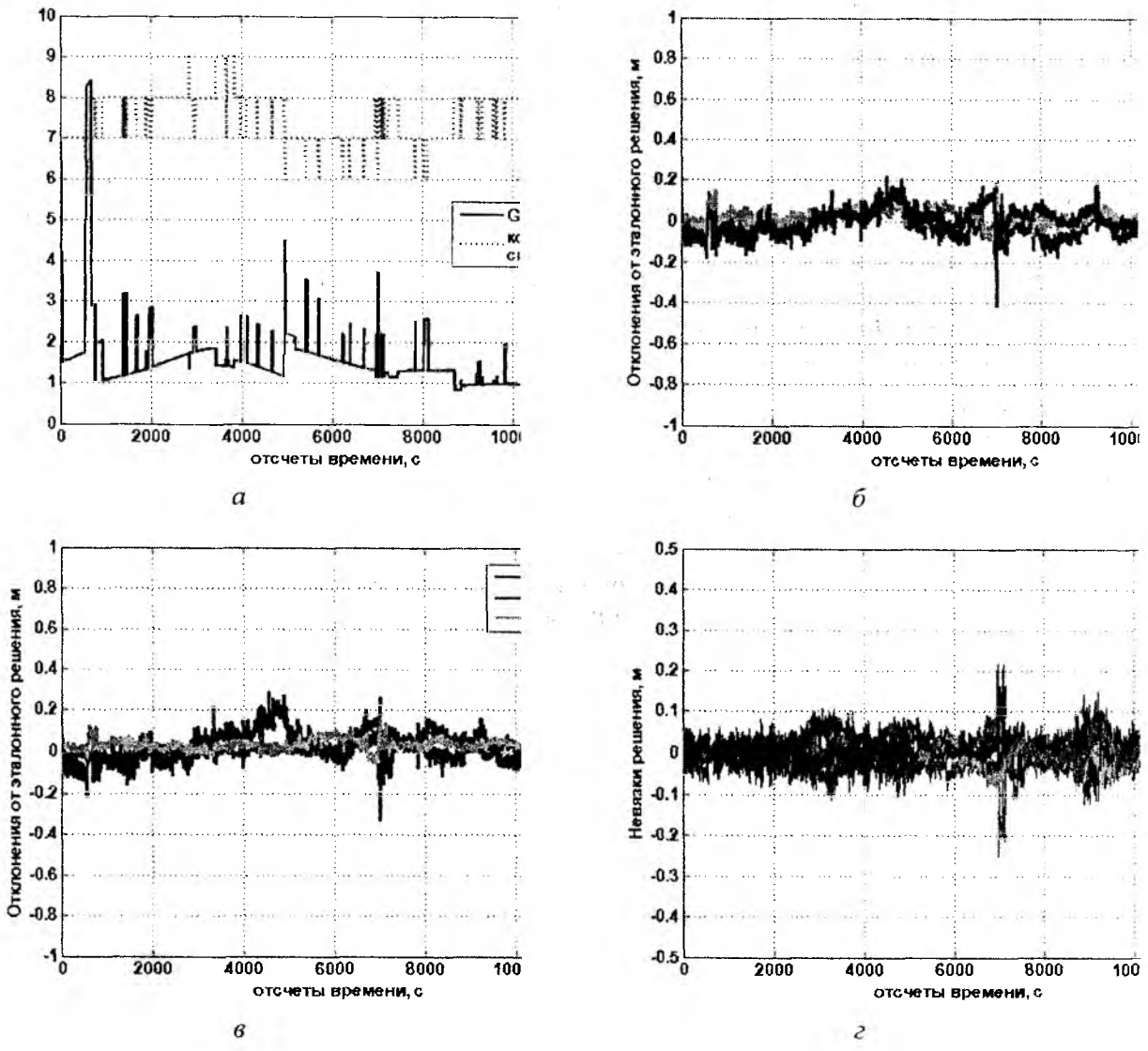


Рис. 1

На рис. 2 приведены отклонения полученного WL решения относительно эталонного по координатам X, Y, Z в гринвичской системе координат, а также для плановых координат в геодезической системе координат [12]. Также на рисунке приведено текущее количество видимых спутников и изменение геометрического фактора [1], а также невязки измеренных и расчетных (МНК – решение навигационной задачи) величин для каждого из спутников.



а

б

в

г

а – количество видимых спутников и геометрический фактор;
б – отклонения полученного решения от эталонного по координатам X, Y, Z;
в – отклонения полученного решения от эталонного по плановым координатам;
г – невязки полученного WL решения для каждого из спутников

Рис. 2

	X	Y	Z	N	E	H
m_X, см	-2,58	2,9	0,3	1,9	3,7	0,9
σ, см	4,5	3,1	5,9	4,1	2,3	6,8

$$m_X = \frac{1}{n}\sum y_i \; ; \; \sigma = \sqrt{\frac{1}{n-1}\cdot\sum (y_i - m_X)^2}$$

Подобные эксперименты были проведены для ряда сеансов кинематических и статических съемок. Выполненный обобщающий анализ потенциальных возможностей предложенного метода высокоточного позиционирования с использованием реальной измерительной информации показал, что при использовании фазовых WL наблюдений устойчиво достигается прак-

тически полное разрешение фазовой неоднозначности и субдециметровая точность (суммарное СКО оценивается на уровне 4 – 7 *см*) определения местоположения по всем трем координатам для кинематического режима съемки на базовых расстояниях до 200 – 300 *км*. В случае же статических определений суммарное СКО не превышает 1,5 – 2 *см*.

Таким образом, можно констатировать, что созданный отечественный алгоритмический и программный комплекс высокоточного позиционирования с использованием фазовых GPS наблюдений разностной частоты является конкурентоспособным надежным и высокоточным инструментарием обработки наблюдений и может быть рекомендован для практического внедрения и применения при решении широкого класса геоинформационных задач.

4. Ограничения и возможности развития метода позиционирования с использованием фазовых GPS наблюдений разностной частоты

Известными ограничениями рассмотренного метода позиционирования с использованием фазовых WL наблюдений являются меньшая точность координатных определений по сравнению с использованием исходных фазовых L1 и L2 наблюдений двух частот. Это обусловлено, во-первых, увеличенными (примерно в 4 раза) флуктуационными и многолучевыми составляющими погрешностей наблюдений ЛК WL и, во-вторых, необходимостью использования моделей для ионосферной коррекции, т.к. фазовая комбинация WL является, по существу, одночастотной. Использование же «безыоносферных» комбинаций фазовых L1 и L2 наблюдений применить к наблюдениям WL напрямую невозможно, т.к. требует решить задачу РФН для наблюдений обеих частот, что является отдельной сложной задачей.

Большим достоинством использования однозначных WL наблюдений является обеспечение высокой надежности исходимости решения задачи РФН для фазовых L1 и L2 наблюдений, т.е. в определенном смысле можно рассматривать решение задачи РФН для WL наблюдений как промежуточное решение, позволяющее существенно ограничить неопределенность неоднозначности L1 и L2 наблюдений для достижения целочисленного финального решения, если это возможно. В случае невозможности получения целочисленного двухчастотного решения в практике используют либо WL решение, либо т.н. «плавающее» – float-решение, требующее накопление наблюдений на длительных интервалах времени. Кроме того, float-решение является во много раз менее точным, чем WL решение, в случае кинематических измерений.

Следует упомянуть и известное преимущество использования ЛК WL/MW для решения задач РФН практически на любых (до 4 *тыс. км* и даже более) базовых расстояниях, а также для обеспечения получения предварительного высокоточного решения методом PPP. Это достижимо за счет описанных выше особенностей ЛК MW и за счет важного свойства ЛК WL – эта комбинация свободна от влияния т.н. «wind-up» эффекта, характеризующегося дополнительным набегом фаз L1 и L2 наблюдений за счет перемещения спутников относительного приемной антенны GPS приемника (либо вращения антенны вокруг своей геометрической оси) [1].

Разработанный алгоритмический и программный комплекс высокоточного позиционирования с использованием фазовых GPS наблюдений разностной частоты имеет возможности дальнейшего усовершенствования и развития. В ходе дальнейших исследований планируется увеличить точность позиционирования за счет дополнительной фильтрации WL наблюдений с использованием L1 наблюдений, введения более точной модели погрешностей наблюдений и «весовой» их обработки, уточнения ионосферной модели и др. Ожидается, что эти меры позволят повысить точность позиционирования на десятки процентов.

Заключение

1. Предложены новая эффективная реализация и развитие дифференциального метода и алгоритмов высокоточного позиционирования с использованием фазовых GPS наблюдений разностной частоты. Разработанные алгоритмы и программные модули имеют ряд существенных отличительных особенностей, включая, универсальный метод разрешения фазовой

неоднозначности в однобазовом и многобазовом (сетевом) режимах как для статических, так и для кинематических наблюдений с формированием т.н. «виртуальных» двойных разностей наблюдений и оценки надежности и верификации решения.

2. Выполнены экспериментальное тестирование и исследования предложенного метода РФН с использованием реальной измерительной информации при проведении аэрофотосъемки на борту летальных аппаратов. Обобщающий анализ потенциальных возможностей предложенного метода высокоточного позиционирования с использованием реальной измерительной информации показал, что при использовании фазовых WL наблюдений устойчиво достигается практически полное разрешение фазовой неоднозначности и субдециметровая точность (суммарное СКО оценивается на уровне 4 – 7 *см*) определения местоположения по всем трем координатам для кинематического режима съемки на базовых расстояниях до 200 – 300 *км*. В случае же статических определений суммарное СКО не превышает 1,5 – 2 *см*.

3. Разработанный алгоритмический и программный комплекс высокоточного позиционирования с использованием фазовых GPS наблюдений разностной частоты имеет возможности дальнейшего усовершенствования и развития. В ходе дальнейших исследований планируется увеличить точность позиционирования за счет дополнительной фильтрации WL наблюдений с использованием L1 наблюдений, введения более точной модели погрешностей наблюдений и «весовой» их обработки, уточнения ионосферной модели и др.

Таким образом, созданный отечественный алгоритмический и программный комплекс высокоточного позиционирования с использованием фазовых GPS наблюдений разностной частоты является конкурентоспособным надежным и высокоточным инструментарием обработки наблюдений и может быть рекомендован для практического внедрения и применения при решении широкого класса геоинформационных задач.

Список литературы: 1. *Глобальна* система визначення місцеположення (GPS). Теорія і практика / Б. Гофманн-Велленгоф, Г. Ліхтнеггер, Д. Коллінз; пер. з англ. за ред. Я.С. Яцківа. Київ: Наук. думка, 1995. 380 с. 2. *Pre-Processing* & Analysis software "OCTAVA_PPA": concept, possibilities and features, initial test results / Zhalilo A.A., Sadanova N.V. // Proceedings of the 2004 International Symposium on GNSS/GPS (GNSS 2004), Sydney, Australia, 6–8 December 2004 (CD). 3. *Мониторинг* геометрической конфигурации многобазисной сети широкозонной дифференциальной подсистемы космических навигационных систем NAVSTAR и ГЛОНАСС / А.А. Жалило, С.Н.Флерко, А.И.Яковченко // Космічна наука та технологія, НКА і НАН України. 1999. Т. 5, №1. 1999. С. 59-68. 4. Long Baseline GPS Kinematic Positioning by Wide-Lane Combination / Isshiki H. // Conference Proceedings The Society of Naval Architects of Japan, Vol. 3, No.2004S-G2-10. 5. *An Application* of Wide-Lane to Long Baseline GPS Measurements / Isshiki H. // ION GPS/GNSS 2003 pp 2129 – 2141. 6. *Желанов А.А.* Алгоритм и процедура верификации оценки целочисленных неоднозначностей фазовых GPS наблюдений разностной частоты // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.- техн. сб. 2009. Вып. 158. С.43-52. 7. *Жалило А.А., Шелковенков Д.А.*"OCTAVA": многофункциональный программный инструментарий обработки и анализа GPS/GNSS наблюдений // Труды XIV-й Санкт-Петербургской междунар. конф. по интегрированным навигационным системам. Санкт-Петербург, Россия, 28-30 мая 2007 г. С. 319-321. 8. *Шелковенков Д.А.* Контроль качества кодовых и фазовых GPS-наблюдений на этапе предварительной обработки // Труды XIV-й Санкт-Петербургской междунар. конф. по интегрированным навигационным системам. Санкт-Петербург, Россия, 28 – 30 мая 2007 г. С. 310-312. 9. *Features* and service performance of multifunctional software toolkit "OCTAVA" for processing and analysis of GPS/GNSS observations / Zhalilo A., Shelkovenkov D. / GEOS 2007 Conference Proceedings, Prague, Czech Republic, 1st – 2nd March 2007, pp. 102-110. 10. *Minimum* Operational Performance Standards for Global Positioning System / Wide Area Augmentation System Airborne Equipment, RTCA/DO-229C, November 28, 2001. 11. «IONEX: The IONosphere maps EXchange format Version 1» // Stefan Schaer, Werner Gurtner / ftp://igscb.jpl.nasa. gov/igscb/data/format/ionex1.ps 12. *Жданюк Б.Ф.* Основы статистической обработки траекторных измерений. М.: Сов. радио, 1978. 350 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 22.02.2010

УДК 621.371.332

И. Е. АНТИПОВ, д-р техн. наук, А. А. КОСТЫРЯ, канд. техн. наук, М. А. ШЕРНИН

МОДЕЛИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК МЕТЕОРНОГО РАДИОКАНАЛА ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ СЛУЧАЙНЫХ ЧИСЛОВЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

Постановка задачи

Задача использования метеорного радиоканала (МРК) для формирования числовых случайных последовательностей (ЧСП) рассмотрена в работах [1 – 4]. Отмечается, что метеорный радиоканал является естественным генератором случайных чисел, причём, благодаря зеркальному характеру отражения радиоволн, получение этих случайных чисел возможно лишь в пунктах размещения корреспондентов, связанных между собой по данному МРК.

В [1] указывается, что МРК с его многочисленными случайными характеристиками можно представить как случайный природный процесс, наблюдаемый одновременно из двух пунктов. При этом случайными являются:

- момент возникновения радиоотражения;
- длительность радиоотражения;
- интервал между радиоотражениями;
- время распространения сигнала по трассе;
- местоположение следа в пространстве;
- форма амплитудно-временной характеристики.

Каждая из этих характеристик в отдельности или их совокупность может быть использована для формирования ЧСП. Далее в [1] подробно рассматривается возможность использования случайных координат метеорного следа для формирования ЧСП. Численно производительность способа оценивается в 14–17 *бит* на один метеорный след.

В [2] ЧСП предлагается формировать с использованием времени распространения сигнала по трассе. Для его точного измерения оба пункта предлагается оснастить высокостабильными хранителями времени. Как считают авторы [2], производительность такого способа может быть оценена в 350 *бит* в час (при 17–19 *бит* на каждом метеорном следе.) В [3] заявляется способ формирования ЧСП с использованием случайных координат следа. Приводится структурная схема устройства, реализующего этот способ, и ожидаемые характеристики ЧСП. В [4] приводятся экспериментальные данные о формировании ЧСП с использованием информации о временном интервале между метеорными следами. В качестве основы для расчёта использованы полученные ранее экспериментальные данные.

К сожалению, не все теоретические предположения в настоящее время могут быть проверены экспериментально. Для выбора наиболее перспективного направления дальнейших исследований и оценки ожидаемых результатов может быть применено математическое моделирование случайных характеристик МРК.

Таким образом, целью данной работы является разработка модели МРК, ориентированной на расчёт его случайных характеристик, которые перечислены выше.

Обзор и анализ известных моделей МРК

Моделированию МРК посвящено множество работ, один только их обзор может быть темой целой статьи. Достаточно полный такой обзор представлен в [5].

Структуру модели метеорного радиоканала можно представить состоящей из нескольких основных компонентов: 1) астрономическая модель притока метеорного вещества на Землю; 2) методика геометрического отбора; 3) физическая модель образования следа; 4) математическая модель приемопередающей станции и энергетической селекции.

Во всех рассмотренных в [5] моделях разработчиков интересуют статические характеристики метеорного канала связи или синхронизации, а именно: средняя длительность отражения, среднее время ожидания, суточные и сезонные изменения этих параметров, а также области

преобладания «полезных» следов в то или иное время суток. В конечном счёте, модели разрабатывались для оценки средней пропускной способности метеорного радиоканала. Индивидуальные характеристики каждого следа, практически, никого не интересовали. В рассматриваемой же задаче результатом моделирования должны стать именно индивидуальные характеристики каждого отдельного следа, поскольку они являются материалом для формирования ЧСП.

В качестве основы для моделирования в нашей работе возьмём модель МРК, разработанную в [5]. (Её краткое описание представлено также в [6]). Это целесообразно сделать по следующим причинам:

- во-первых, в качестве физической базы модели [5] используется реальное распределение метеорных радиантов по небесной сфере. Оно было получено путём обработки результатов многолетних наблюдений на комплексе МАРС в 1970-е годы;
- во-вторых, задача, для которой разрабатывалась данная модель (расчёт ориентации ДН антенн в условиях коротких трасс), наиболее близка к поставленной. В алгоритм работы этой модели включён расчёт пространственного положения отражающей точки.;
- в третьих, авторам данной статьи доступно подробное описание, программный код и астрономическая база модели [5].

Модель для расчёта случайных характеристик метеорных следов

В рамках данной статьи мы не будем повторять описание существующей модели [5]. Остановимся лишь на тех особенностях, изменениях и дополнениях, которые потребуется внести в модель для решения поставленной задачи.

Астрономическую часть модели необходимо дополнить учётом разницы во времени, т.к. модель [5] разрабатывалась исключительно для коротких трасс. Если трасса, для которой осуществляется моделирование, вытянута в широтном направлении, то для расчёта астрономических параметров модели следует использовать время середины трассы. (Для трасс, вытянутых по меридиану, а также для трасс короче 400 *км* с приемлемой погрешностью можно использовать местное время одного из пунктов.) В остальном астрономическая часть модели не требует изменений.

На этапе преобразования координат необходимо учесть сферичность Земли. При выборе системы с началом отсчёта в середине трассы (рис. 1) максимальное возвышение поверхности Земли над прямой, соединяющей точки T и R составит

$$\Delta h_{max} = \sqrt{(L/2)^2 - \left(R_{\otimes} \sin\left(\frac{L}{2R_{\otimes}}\right)\right)^2}, \qquad (1)$$

где L – длина трассы, $R_{\otimes} = 6370$ *км* (радиус Земли).

Для произвольной точки M_0 с координатами (x_0, y_0, z_0) возвышение может быть найдено как

$$\Delta h = \sqrt{\left(\frac{L}{2} - |x_0|L\right)^2 - \left(R_{\otimes} \sin\left(\frac{L}{2R_{\otimes}}\right)\right)^2}. \qquad (2)$$

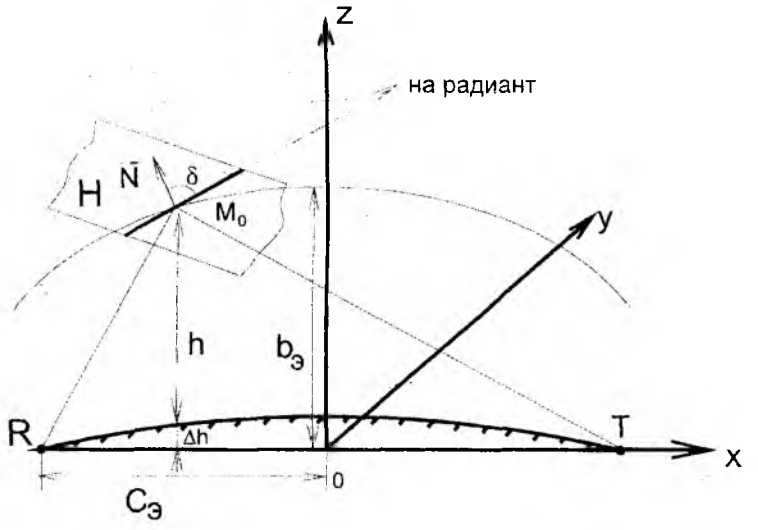
Смещением вдоль оси y в первом приближении можно пренебречь. Для коротких трасс поправка будет несущественной, а для длинных большая величина отклонения величины y от нуля маловероятна, т. к. полезные для связи метеорные следы возникают вблизи оси трассы.

Остальные этапы геометрического отбора и преобразования координат остаются без изменений. Результатом моделирования на данном этапе становится множество координат отражающих точек M.

Для того чтобы модель позволяла рассчитывать моменты возникновения радиоотражений и интервалы между ними, предлагается следующий алгоритм. Пусть, согласно модели

[5], активностью радиантов определяется, что в течение часа необходимо сформировать Q метеорных частиц. Тогда минимальный моделируемый шаг (в секундах) составит

$$s_m = \frac{3600}{Q}. \tag{3}$$



На рисунке:

R – пункт размещения приёмника с координатами (-1;0;0);
T – пункт размещения передатчика с координатами (1;0;0);
M_0 – отражающая точка на следе;
$C_э$ – половина фокусного расстояния зеркального эллипсоида;
$b_э$ – малая полуось эллипсоида;
h – высота отражающей точки над поверхностью Земли;
H – плоскость, касательная к эллипсоиду

Рис. 1

В процессе моделирования значительная часть из заданных Q частиц не пройдёт тот или иной этап отбора. Массив номеров i пригодных для связи частиц q_i из заданного множества Q служит для расчёта моментов возникновения отражений:

$$t_i = N_H + q_i s_m, \tag{4}$$

где N_H – номер часа, для которого осуществляется моделирование.

При необходимости интервал между следами с номерами i и $i+1$ может быть найден как

$$\Delta t = t_{i+1} - t_i = (q_{i+1} - q_i) s_m. \tag{5}$$

Результатом моделирования становятся моменты возникновения радиоотражений и интервалы между ними.

Для нахождения времени распространения сигнала по трассе модель необходимо дополнить следующей функцией

$$t_{PPB} = \frac{L}{c}\left(\sqrt{(1-x_0)^2 + y_0^2 + z_0^2} + \sqrt{(-1-x_0)^2 + y_0^2 + z_0^2}\right), \tag{6}$$

где c – скорость света в вакууме.

Физическая часть модели [5] в изменениях и дополнениях не нуждается.

Наиболее сложным будет дополнение модели функцией расчёта формы амплитудно-временной характеристики (АВХ). Остановимся на нём более подробно и рассмотрим механизм формирования АВХ.

Как известно [7], основной вклад в величину принимаемого сигнала вносит участок следа, находящийся на таком расстоянии от точки касания, в пределах которого разность хода лучей не превышает половины длины волны (рис. 2), т. е., первая зона Френеля. Её размеры определяются как

$$L_F = \sqrt{\frac{r_{пр} r_{пер} \lambda_W}{(r_{пр} + r_{пер})(1 - \cos^2\gamma \sin^2\Phi)}}, \tag{7}$$

где $r_{пр}$ – расстояние следа до приёмника, $r_{пер}$ – расстояние от передатчика до следа, λ_W – длина волны, γ – угол между метеорным следом и большим кругом, проведенным через пункты передачи, приема и отражающую точку метеорного следа (на рисунке не показан).

Отражение от участков следа, образующих вторую зону Френеля (если она помещается на следе), уменьшает амплитуду принимаемого сигнала, третья зона вновь усиливает и т. д. Причём, их влияние уменьшается с возрастанием номера. По мере формирования следа в отражении начинают участвовать различные его области, образующие разные зоны Френеля. Это приводит к волнообразному изменению амплитуды отражённого сигнала, которое и описывается АВХ. На рис. 3 представлена фотография АВХ одного из метеорных отражений. Скорость движения метеорный частицы в земной атмосфере может составлять 5–30 *км/с*. Это означает, что зона Френеля размером, например в 1 *км*, формируется за несколько десятков – сотен миллисекунд.

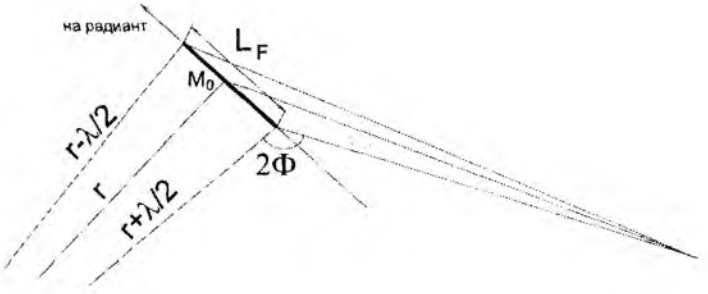


Рис. 2

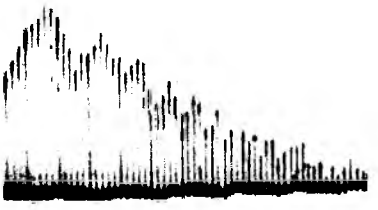


Рис. 3

Если метеорный след располагается точно над серединой трассы (рис. 4), то взаимность МРК, равенство расстояний и углов, а также моментов отражения, позволяют утверждать, что АВХ в обоих пунктах будет идентичной. Несколько сложнее обстоит дело, если метеорный след смещён относительно середины трассы (рис. 5).

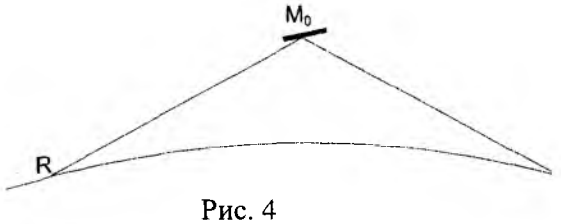


Рис. 4

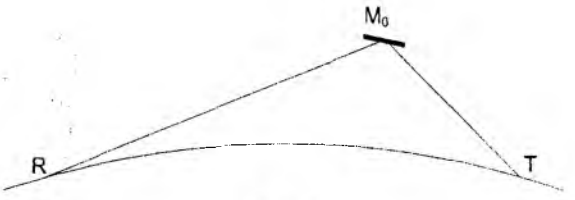


Рис. 5

В этом случае сигнал из пункта Т достигает метеорного следа раньше, чем от R. Тогда на пути сигнала из Т к R дополнительно будет отражать участок следа, сформированный за время, прошедшее с момента отражения сигнала на пути из R в Т. При длине трассы 2000 *км* разность моментов облучения может составлять около 3 *мс*. Но, поскольку отражение происходит непрерывно, то для неподвижного следа эта разность приведёт лишь к соответствующему временному сдвигу АВХ в одном пункте относительно другого. Форма огибающей останется неизменной.

Если же имеет место ветровое смещение следа, то даже при скорости ветра 100 *м/с*, за 3 *мс* оно составит всего 30 *см*. При длине следа в несколько километров и размерах зон Френеля в несколько сот метров - единиц километров, такое смещение можно считать пренебрежимо малым. Поэтому, будем считать, что форма АВХ одного и того же следа в двух разнесенных пунктах, соединённых через метеорный радиоканал связи, будет совершенно одинаковой.

Для расчёта интервалов между максимумами АВХ необходимо знать не только размеры зон Френеля и ориентацию следа, но и скорость метеорной частицы. В [5] рассчитывается внеатмосферная скорость частицы V_∞, которая потом используется для оценки степени ио-

низации (электронной плотности) метеорного следа в физической части модели. Воспользуемся этой скоростью для расчёта АВХ. Время, в течение которого в отражение включается очередная зона Френеля, соответствует времени от максимума до ближайшего минимума АВХ, или от минимума до ближайшего максимума:

$$t_F = \frac{L_F}{V_\infty}. \qquad (8)$$

Время существования МРК в каждом сеансе связи рассчитывается в модели [5], поэтому что-либо дополнять здесь не нужно. Стоит лишь отметить, что данная характеристика метеорного следа является наименее удобной для формирования ЧСП. Это объясняется тем, что время, в течение которого возможен приём сигнала от удалённого корреспондента, определяется не только состоянием метеорного радиоканала, но и помеховой обстановкой в пунктах приёма. Уровень помех может быть разным, что может привести к различию в оценке времени существования радиоотражения.

Выводы

Таким образом, в статье представлена разработанная авторами модель МРК, позволяющая прогнозировать его случайные характеристики. Следует подчеркнуть, что моделирование этих характеристик необходимо только для того, чтобы верно оценить ожидаемый эффект и выбрать наиболее рациональное направление для дальнейшего изучения случайных свойств канала. Оно ни в коей мере не является заменой самого процесса формирования ЧСП на основе реальных метеорных отражений. Моделирование также может применяться для оценки корреляционных связей между различными случайными характеристиками метеорного следа.

Результаты моделирования случайных характеристик МРК и их взаимосвязь могут быть темой отдельной статьи.

Список литературы: 1. *Антипов И.Е., Костыря А.А., Шернини М.А.* Использование метеорного радиоканала для формирования случайной числовой последовательности // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 157. С. 25-29. 2. *Корнеев В А., Сидоров В.В., Эпиктетов Л.А.* О возможности защиты информации на основе использования наносекундной синхронизации шкал времени по метеорным радиоотражениям // Информационные процессы. 2008. Т.8, № 1. С. 10-23. 3. *Патент* України № 40880. Спосіб незалежного формування випадкової числової послідовності, однакової у двох рознесених пунктах / Антіпов І. Е., Костиря О.О, Шернин М. О. Опубл. 27.04.2009. Бюл. № 8. 4. *Антипов И.Е., Ткалич И.А., Шернин М.А.* Экспериментальная проверка формирования числовой случайной последовательности с использованием метеорного радиоканала / Proceedings of the International Conference TCSET'-2010. Lviv, 2010. P. 245. 5. *Антипов И. Е.* Оптимизация ориентации диаграмм направленности антенн метеорных радиотехнических систем с целью повышения их пропускной способности в условиях коротких трасс: Дис. ... канд. техн. наук. Харьков, 1996. 144 с. 6. *Антипов И. Е., Коваль Ю. А., Обельченко В. В.* Развитие теории и совершенствование радиометеорных систем связи и синхронизации. Харьков: Коллегиум, 2006. 308 с. 7. *Кащеев Б.Л., Бондарь Б.Г.* Метеорная связь. Киев: УМК ВО, 1989. 76 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 25.03.2010

УДК 621.391.7

А.И. ЦОПА, канд. техн. наук

КРИТЕРИИ ОЦЕНКИ И ПУТИ ПОВЫШЕНИЯ ЗАЩИЩЕННОСТИ КАНАЛОВ СВЯЗИ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ НА ФИЗИЧЕСКОМ УРОВНЕ

Введение

Современный этап развития цифровых систем передачи информации (ЦСПИ) связан с технологическим прорывом в области микроэлектроники и глобальной интеграцией различных технологий как по назначению, так и по принципу действия [1].

При создании интегрированных производительных ведомственных систем связи (ВСС) одним из основных требований, предъявляемых к ЦСПИ, является обеспечение защищенности каналов связи. Несмотря на большое количество разработанных протоколов защиты информации на верхних ступенях семиуровневой модели взаимодействия открытых систем (*OSI*), эффективность их значительно снижается при передаче в ВСС мультимедийной информации [2]. Кроме того, при массовом внедрении цифровых технологий передачи информации обеспечить повышенные требования безопасности только одними информационными (криптографическими) методами не представляется возможным. В этих условиях необходимо искать новые пути повышения защищенности каналов связи не только на информационном, но и на физическом (энергетическом) уровне модели *OSI*.

Защищенность канала связи ЦСПИ характеризуется двумя основными параметрами: помехозащищенностью и скрытностью, которые позволяют ВВС решать задачи обеспечения связи при целенаправленных действиях нарушителя [3]. В известных работах оценка этих основных параметров защищенности ведется отдельно с использованием различных частных моделей, что не позволяет получить комплексную оценку защищенности канала связи.

Цель работы - выработка критериев и моделей оценки защищенности (помехозащищенности и скрытности) цифровых систем передачи информации, основанных на известной концепции отводного канала. Это позволяет не только определить новые пути повышения защищенности каналов связи на физическом уровне, но и оценить возможности межуровневой интеграции механизмов и средств защиты информации.

Основная часть

Одним из главных направлений развития ЦСПИ для ВСС является интеграция проводных и беспроводных технологий передачи информации.

В настоящее время в проводном сегменте ВСС доминируют различные широкополосные *xDSL* технологии, обеспечивающие высокую скорость передачи информации по существующим кабельным линиям связи (КЛС).

В сегменте беспроводных технологий абонентского доступа ведущие позиции занимают технологии *Wi-Fi*, на которых строятся ЦСПИ для локальных сетей (*WLAN*), и технологии *WiMAX*, на которых строятся ЦСПИ для городских сетей (*WMAN*).

Один из вариантов интеграции различных технологий и ЦСПИ при разворачивании информационной сети доступа в зоне кризисной или чрезвычайной ситуации (ЧС) приведен на рис. 1 [4].

Интегрированная сеть доступа включает в себя нескольких подсистем и сетей: сеть проводного доступа (СПД), сеть абонентского радиодоступа (САРД), сеть телемедицины, сенсорную распределенная радиосеть и командную радиосистему (КРС). Базовые станции (БС) системы радиодоступа подключаются по проводной сети к мультиплексору доступа (МД), который обеспечивает концентрацию информационных потоков и подключение к

серверу данных оперативного штаба. Для передачи информации на дальние расстояния в центр принятия решений используются проводные многоканальные ЦСПИ.

Также при организации связи в зоне ЧС в ряде случаев может понадобиться высотная телекоммуникационная платформа, обеспечивающая активную ретрансляцию радиосигналов и расширение оперативной глубины зоны радиодоступа.

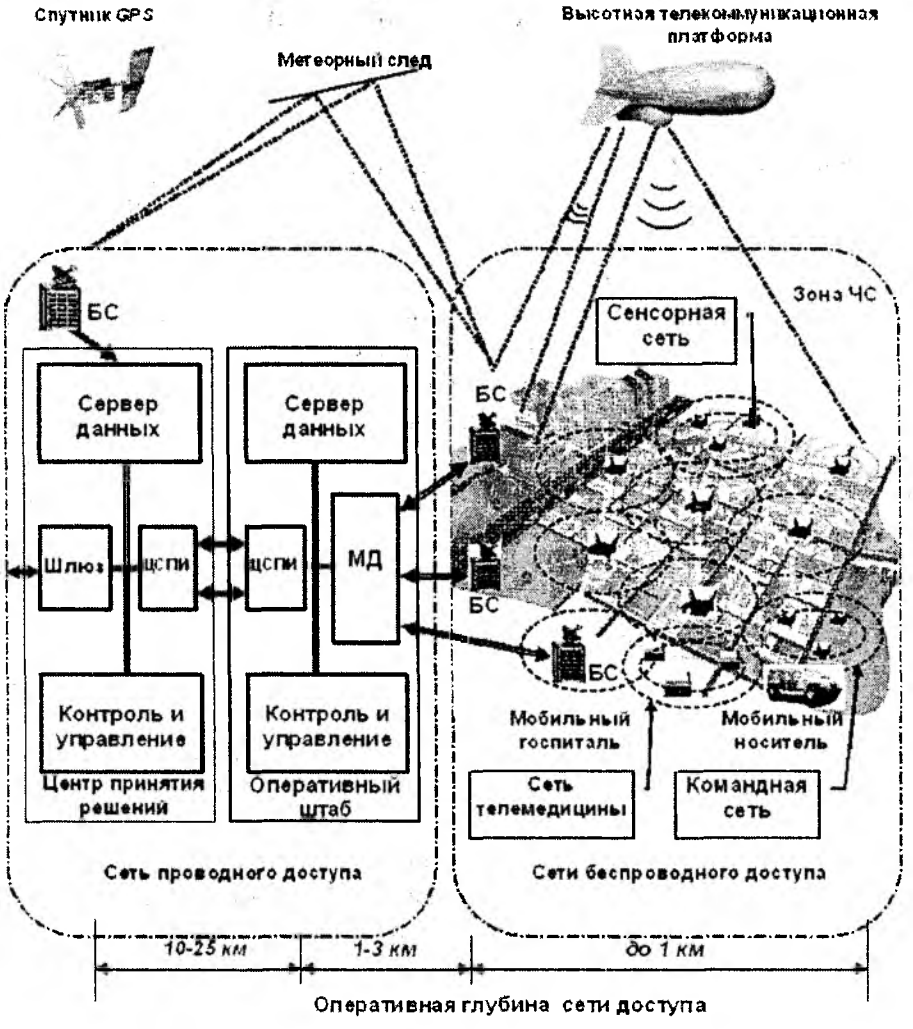


Рис. 1

В значительно мере повысить надежность связи в зоне ЧС, особенно в труднодоступных районах, может также интеграция в ЦСПИ метеорного радиоканала (МРК). Благодаря направленному характеру распространения отражённых от метеорных следов радиоволн заметно повышается энергетический потенциал линии связи и ограничивается возможность перехвата сообщений, передаваемых по метеорному каналу связи [5].

Обеспечение защищенности ЦСПИ, входящих в эту разветвленную ведомственную сеть связи (ВСС), является одной из основных задач, которые необходимо решать при разработке отдельных элементов системы доступа и системы в целом.

Основоположником информационного подхода при создании безопасных систем связи является Шеннон К., положивший начало не только науке криптографии, но и науке кодирования канала связи. В своих работах он ввел понятие совершенной секретной системы связи и указал на способ построения не раскрываемого ключа [6].

Другой подход решения задачи повышения защищенности канала связи базируется на теории потенциальной помехоустойчивости, которая определяет предельную помехоустойчивость системы связи при разных видах модуляции сигнала. Котельников В.А.

предложил повышать помехоустойчивость системы связи на основе учета статистических свойств помех и ввел оценку защищенности канала связи на основе вероятности правильного приема символа оптимальным приемником [7].

Дальнейшим развитием теории построения защищенных систем связи является модель отводного канала, предложенная Вайнером А. В этой модели рассматривается ситуация, когда в канале связи имеется шум и вероятность ошибки в канале противника (отводном канале) выше, чем для основного канала, по которому легитимные абоненты обмениваются сообщениями [8]. При таком предположении и применении специальной системы кодирования возможно достижение совершенной стойкости криптосистемы с существенно меньшими требованиями к длине ключевой информации, чем в модели Шеннона.

Развитие концепции отводного канала дает возможность достичь высокой защищенности канала на физическом уровне модели *OSI* без применения криптографических методов защиты.

Для более полной оценки параметров защищенности каналов связи необходимо учитывать то, что нарушитель может не только перехватывать информацию, передаваемую в легитимном канале связи, но и целенаправленно воздействовать на этот канал генератором помех. На рис. 2 показана структурная схема модели ЦСПИ с отводным каналом (каналом утечки), учитывающая эти особенности.

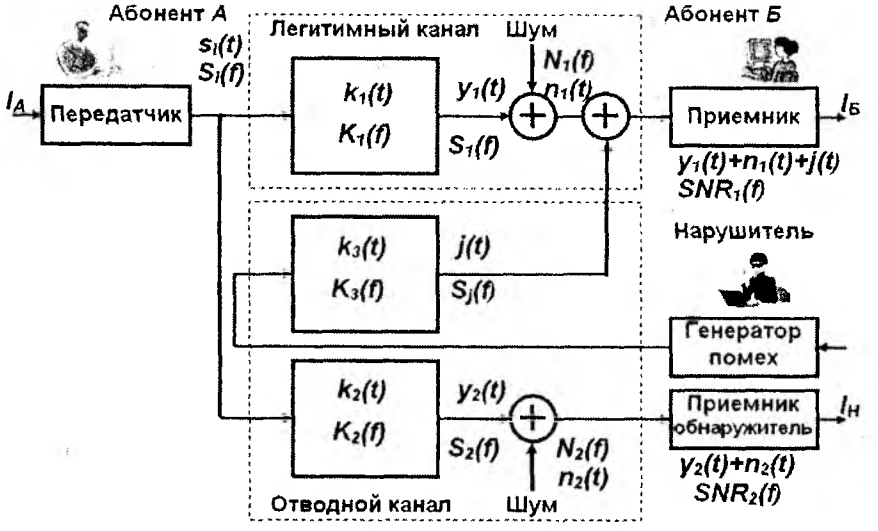


Рис. 2

Если в качестве критерия оценки эффективности работы ЦСПИ принять вероятностный критерий оценки меры успешности выполнения поставленной задачи [9], то в качестве критерия защищенности целесообразно использовать вероятность выполнения задачи передачи информации с заданными показателями качества в условиях радиоэлектронного противодействия (РЭП). Такой подход устанавливает взаимосвязь между эффективностью работа системы связи и ее защищенностью. Учитывая случайный характер характеристик канала связи и возможностей нарушителя по противодействию работы легитимного канала, критерий защищенности канала связи можно представить в форме вероятности сложного события $P_З$, являющегося суммой двух элементарных событий: вероятности скрытной работы $P_{СКР}$, и помехозащищенности канала $P_{ПЗ}$ [10]:

$$P_З = P_{СКР} + P_{ПЗ} - P_{СКР} \cdot P_{ПЗ} = 1 - P_Р \cdot P_П . \qquad (1)$$

где $P_Р = (1 - P_{СКР})$ – вероятность разведки канала связи; $P_П = (1 - P_{ПЗ})$ – вероятность подавления канала связи помехой.

Так как эффективность мер РЭП нарушителем в значительной мере зависит от выполнения этапа разведки канала связи, то рассмотрим сначала критерии оценки скрытности системы связи и определим пути ее увеличения.

Как правило, радиотехническая разведка предполагает последовательное выполнение трех основных задач: обнаружение факта работы радиосистемы (обнаружение сигнала), определение структуры обнаруженного сигнала (на основе ряда его параметров) и раскрытие содержащейся (передаваемой) в сигнале информации [11].

Перечисленным задачам разведки канала связи нарушителем могут быть противопоставлены три вида скрытности сигналов: энергетическая, структурная и информационная [12]. В этом случае скрытность работы канала связи можно оценить вероятностью скрытной работы

$$P_{СКР} = 1 - P_{Р} = 1 - P_{ОБН} \cdot P_{СТР} \cdot P_{ИНФ}, \qquad (2)$$

где $P_{ОБН}$ – вероятность обнаружения сигнала или факта работы канала связи; $P_{СТР}$ – вероятность раскрытия структуры сигнала; $P_{ИНФ}$ – вероятность раскрытия смысла передавае-мой информации.

Нужно заметить, что кроме энергетической скрытности существует еще ряд видов скрытности, направленных на исключение или существенное затруднение обнаружения сигналов системы связи. Это – частотная, временная, поляризационная, пространственная, маскировочная и другие виды скрытности, которые могут проявляться в различных сочетаниях и реализуются на физическом уровне канала связи.

Основными критериями оценки энергетической скрытности канала связи кроме вероятности обнаружения сигнала $P_{ОБН}$ при заданной вероятности ложной тревоги является отношение сигнал/шум на входе приемника обнаружителя SNR_2, обеспечивающее заданную вероятность обнаружения $P_{ОБНЗ}$, и радиус обнаружения сигнала $R_{ОБН}$ при задан-ном отношении сигнал/шум на входе приемника обнаружителя $SNR_{2\ ЗАД}$.

Последний показатель находит применение при решении целого ряда практических задач, связанных с разработкой организационно-технических мероприятий и определением размеров контролируемых зон. Если предположить, что в приемнике-обнаружителе реализованы оптимальные или квазиоптимальные алгоритмы обнаружения сигналов, то радиус обнаружения можно приближенно определить из выражения

$$R_{ОБН} = \frac{\lambda}{4\pi} \cdot \left[\frac{P_{ПЕР} \cdot G_{ПЕР} \cdot G_{ПР\ О}}{P_{ПР\ О} \cdot PL_{О} \cdot SNR_2} \right]^{1/2}, \qquad (3)$$

где λ – длина волны передатчика ВСС; $P_{ПЕР}$ – мощность передатчика ВСС; $G_{ПЕР}$ – коэффициент направленного действия антенны передатчика ВСС; $G_{ПР\ О}$ – коэффициент направленного действия антенны приемника-обнаружителя; $P_{ПР\ О}$ – чувствительность приемника-обнаружителя; $PL_{О}(Path\ Loss)$ – величина потерь на радиотрассе между ВСС и приемником-обнаружителем, связанными с условиями распространения сигнала; SNR_2 – отношение сигнал/шум на входе приемника-обнаружителя при заданных параметрах качества обнаружения сигнала ВСС.

Для оценки уровня энергетической скрытности радиолинии в зависимости от ее параметров и характеристик приемника-обнаружителя рассмотрим более детально структурную схему отводного канала в режиме перехвата, приведенную на рис. 3.

Будем считать, что ЦСПИ работает со скоростью передачи информации $R = 1/T$ (*бит/с*), с заданными показателем качества (с требуемой вероятностью битовой ошибкой P_b) и при определенном виде модуляции сигнала, которая задает значение энергии сигнала на бит информации E_B.

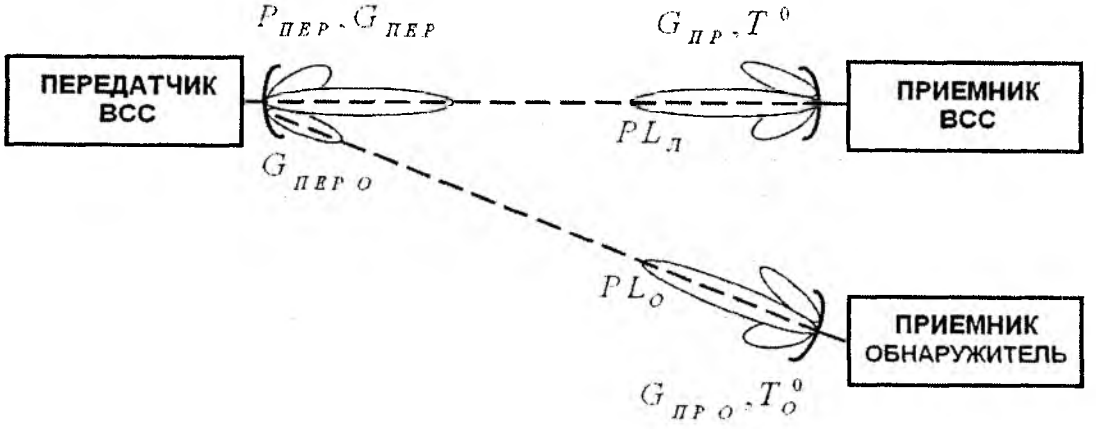


Рис. 3

Тогда условие перехвата сигнала ВСС может быть выражено неравенством [12], которое можно представить в виде нескольких сомножителей, характеризующих основные параметры канала связи

$$\underbrace{\left(\frac{G_{ПР}}{T^0}\right)}_{1}\cdot\underbrace{\left(\frac{G_{ПЕР}}{G_{ПЕР\,О}}\right)}_{2}\cdot\underbrace{\left(\frac{PL_Л}{PL_О}\right)}_{3}\cdot\underbrace{\left(\frac{1}{k_З}\right)}_{4}\cdot\underbrace{\left[\frac{1}{\left(\frac{2E_B}{N_0}\right)\cdot\frac{1}{T}\cdot\left(\frac{T_И}{F}\right)}\right]}_{5}\le\underbrace{\left[\frac{G_{ПР\,О}}{T_О^0\cdot z_О}\right]}_{6}, \qquad (4)$$

где 1 – характеристики приемника ЦСПИ: коэффициент направленного действия антенны приемника $G_{ПР}$ и шумовая температура приемника T^0; 2 – характеристики передающей антенны ЦСПИ: коэффициент направленного действия антенны передатчика $G_{ПЕР}$ и коэффициент направленного действия антенны передатчика по направлению к приемнику-обнаружителю $G_{ПЕР\,О}$; 3 – потери в линии связи: для легитимного канала $PL_Л$ и канала нарушителя $PL_О$; 4 – коэффициент запаса по мощности $k_З$; 5 – коэффициент, опреде-ляющий параметры модуляции и широкополосности сигнала: E_B – энергия сигнала на бит информации; $N_О$ – спектральная плотность шума; $F \cdot T = B$ – база сигнала; $T_И$ – время интегрирования сигнала в приемнике-обнаружителе; 6 – параметры приемника-обнаружителя, характеризующие его техническое совершенство и опасность перехвата: коэффициент направленного действия антенны приемника-обнаружителя $G_{ПР\,О}$, шумовая температура приемника-обнаружителя T^0, порог обнаружения $z_О$.

Из выражения (4) следует несколько важных выводов для практики построения защищенных каналов связи. Для увеличения энергетической скрытности легитимного канала связи, т.е. уменьшения отношения сигнал/шум на выходе линейной части приемника обнаружителя, необходимо:

- использовать передачу с минимально возможным показателем качества;

- использовать в канале направленные антенны с минимально возможным уровнем боковых лепестков;

- использовать приемник с малым уровнем собственных шумов;

- потери на распространение электромагнитной энергии сигнала на трассе легитимного канала должны быть значительно меньше, чем потери на трассе нарушителя ($PL_Л \ll PL_О$);

- использовать в качестве сигнала-переносчика сложные сигналы с наибольшим значением базы ($B_C \gg 1$) [10].

Выполнение этих условий является сложной научно-технической задачей, решение которой определяется уровнем развития различных областей радиоэлектроники.

Далее рассмотрим критерии оценки помехозащищенности ЦСПИ, показывающие способность ВСС противостоять влиянию помех естественного и искусственного происхождения. Поскольку помехозащищенность также зависит от ряда случайных факторов, то ее количественной мерой может быть вероятность подавления помехами канала связи $P_П$, которую можно определить как вероятность того, что фактическое значение отношение сигнал/шум на входе приемника ЦСПИ, станет меньше некоторого критического значения $SNR_{КР}$, при котором нарушается функционирование системы связи.

$$P_П = P\left(SNR \le SNR_{КР}\right) \tag{5}$$

Рассмотрим представленную на рис. 4 структурную схему отводного канала связи ЦСПИ при воздействии помех и определим условия подавления радиоканала при допущении, что спектральная плотность преднамеренной помехи $N_п$ значительно превышает спектральную плотность естественного шума $N_о$.

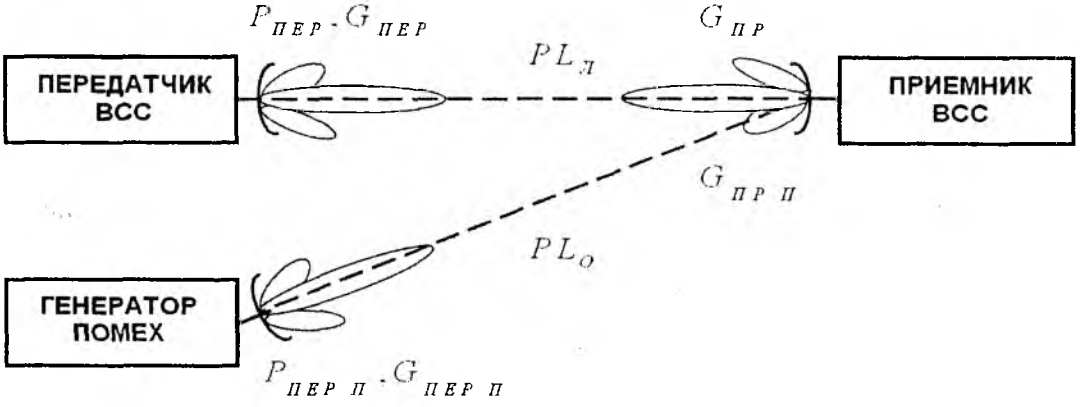


Рис. 4

Если в качестве приемника сложного сигнала ЦСПИ использовать приемник с равномерным усилением в полосе частот F, то помехозащищенность радиоканала будет обеспечена при соблюдении следующего неравенства [12]:

$$\underbrace{\left(P_{ПЕР} G_{ПЕР}\right)}_{1} \cdot \underbrace{\left(\frac{G_{ПР}}{G_{ПР\,О}}\right)}_{2} \cdot \underbrace{\left(\frac{PL_О}{PL_Л}\right)}_{3} \cdot \underbrace{\left(\frac{1}{k_З}\right)}_{4} \cdot \underbrace{\left[\frac{r^2 \cdot B \cdot R}{F} \cdot \frac{E_В}{N_П}\right]^{-1}}_{5} \ge \underbrace{\left[P_{ПЕР\ П} G_{ПЕР\ П}\right]}_{6}, \tag{6}$$

где 1 – характеристики передатчика ЦСПИ: мощность передатчика $P_{ПЕР}$, коэффициент направленного действия антенны передатчика $G_{ПЕР}$; 2 – характеристики приемной антенны ЦСПИ: коэффициент направленного действия антенны приемника $G_{ПР}$ и коэффициент направленного действия антенны приемника по направлению к генератору помех $G_{ПР\,О}$; 3 – потери в линии

связи: для канала нарушителя PL_{Θ} и легитимного канала $PL_{Л}$; 4 – коэффициент запаса по мощности k_3; 5 – критическое отношение помеха/сигнал: $E_в$ – энергия сигнала на бит информации; $N_П$ – спектральная плотность помехи; $F \cdot T = B$ – база сигнала; r^2 – среднее значение коэффициента взаимной корреляции сигнала и помехи; 6 – характеристики передатчика помех: мощность передатчика $P_{ПЕР\ П}$ и коэффициент направленного действия антенны передатчика генератора помех $G_{ПЕР\ П}$.

Из совместного сравнения неравенств (4) и (6) следует, что одновременное повышение скрытности и помехозащищенности ЦСПИ достигается увеличением базы сигнала B, направленности антенн передатчика и приемника, что может быть обеспечено применением *MIMO*-технологий *(Multi-Input Multi-Output)* и эффективным использованием радиоканала, за счет более точной модельной оценки канала распространения на радиотрассе.

С учетом того, что современные ВСС ориентированы на передачу мультимедийной информации, для оценки защищенности канала связи можно также использовать и такой параметр, как секретная производительность c_s [8], который определяется как разность скорости передачи информации по Шеннону в легитимном канале связи C_1 и скорости передачи в отводном канале нарушителя C_2.:

$$C_S = \begin{cases} W \log_2(1+SNR_1) - W \log_2(1+SNR_2), при\ SNR_1 > SNR_2 \\ 0, при\ SNR_1 \le SNR_2 \end{cases}, \quad (7)$$

где SNR_1 и SNR_2 – отношение сигнал/шум в легитимном канале связи и в канале нарушителя соответственно; W – ширина полосы пропускания канала.

Из этого выражения следует, что высокая защищенность канала связи $C_S = \max[C_\cdot]$ может достигаться за счет увеличения скорости передачи информации в легитимном канале связи и повышения SNR_1 за счет знания параметров канала распространения по отношению SNR_2 в канале нарушителя ($SNR_1 >> SNR_2$).

Повышение скорости передачи и защиты информации в легитимном канале связи связано с использованием многоуровневых линейных кодов (*TC-PAM*) и дискретной мультитоновой модуляции (*DMT*) в проводных каналах связи, а также применением многоуровневых видов модуляции (*M-QAM*) и различных технологий расширения спектра *SS* (*Spread Spectrum*) в беспроводных каналах связи.

Наиболее распространенные технологии расширения спектра сигналов:

- прямое расширение спектра (*DSSS*);
- скачкообразная перестройка частоты сигнала (*FHSS*);
- случайное время выхода в эфир (*THSS*); ортогональное частотное мультиплексирование (*OFDM*) [9].

Основной особенностью этих технологий является использование псевдослучайных величин *PN* (*pseudo noise*) для установки уровня и кратности модуляции M, базы сигнала B, числа поднесущих частот f_n, времени T и последовательности выхода в эфир и др. В качестве *PN* последовательностей применяются коды Баркера, *M*-последовательности, коды Уолша, алгебраические коды и другие, обладающие хорошими автокорреляционными свойствами.

Значительное увеличение длины (разрядности) этих последовательностей *PN* (*более* 1000) создает значительный массив вариантности структуры сигнала в канале связи, что также может быть использовано для повышения защищенности канала связи на сигнальном уровне. Это обусловлено тем, что переборный механизм обработки в реальном масштабе времени таких сложных сигналов в канале перехвата будет сопряжен с большими аппаратными затратами и временем обработки.

Для оценки возможностей существующих программно-аппаратных платформ нами был разработан цифровой блок обработки широкополосных сигналов с большой базой с использованием платформы разработчика *DK-DSP-2C70N* (*Altera*).

Как известно, одним из эффективных методов обработки широкополосного сигнала на приеме является согласованная фильтрация, которая максимизирует отношение сигнал/шум в канале связи [13]. Программируемый цифровой согласованный фильтр для свертки сигналов в частотной области является одним из наиболее сложных для реализации элементов помехозащищенной ЦСПИ. Это обусловлено необходимостью очень высокого быстродействия спецпроцессора, которая для сигнала с базой более 1000 становится пробле-матичной даже при использовании самых современных сигнальных процессоров (*DSP*) и программируемых логических матриц (*FPGA*). Общая структурная схема устройства цифровой обработки сложных широкополосных сигналов на основе *FPGA* приведена на рис. 5. Данная схема реализует принцип свертки сложного сигнала в частотной области, обеспечивает режекцию узкополосных помех и формирует квадрат модуля свертки отсчетов принимаемого сигнала и двух опорных последовательностей *PN1* и *PN2*, которые могут оперативно изменяться от одного сеанса связи к другому, дополнительно повышая защищенность канала связи [14].

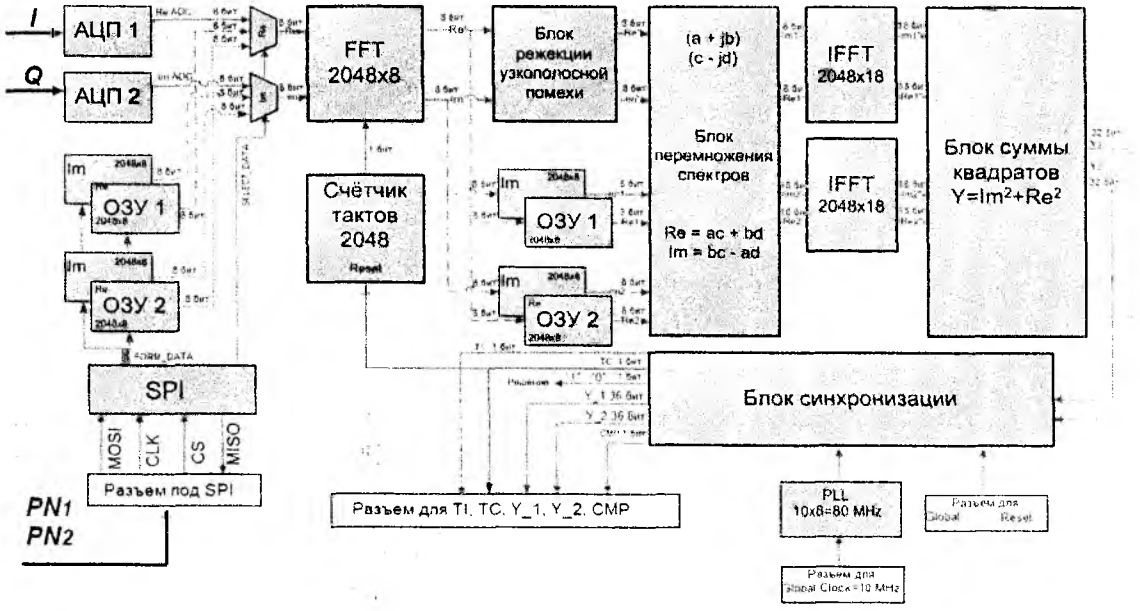


Рис. 5

На осциллограмме (рис. 6) показано положение автокорреляционной функции *АКФ* входного сигнала по отношению к тактовому импульсу *ТИ*, поступающего с выхода блока синхронизации, при отношении сигнал/шум SNR_{INP}= - 6 *дБ* на входе фильтра. Эти данные подтверждают высокую скрытность широкополосного канала связи.

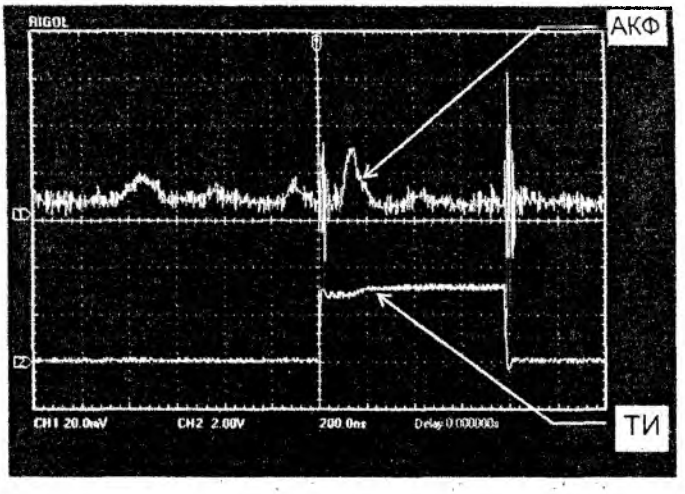


Рис. 6

Еще более существенным источником вариантности сигнальной структуры канала связи является применение *MIMO*-технологий, которые дополнительно вносят пространственную координату, создавая в канале связи многомерное пространство сигналов. Интеграция технологий расширения спектра сигналов и *MIMO*-технологий (*xDSL+MIMO*, *DSSS+MIMO*, *FHSS+MIMO*, *OFDM+MIMO* и т.п.) создает реальную основу построения защищенных ЦСПИ на физическом уровне.

Кроме многоуровневых методов модуляции сигнала и пространственного размещения приемо-передающих антенн важной особенностью современных технологий связи является наличие развитых механизмов адаптации к каналу связи. Эти механизмы дают возможность не только повысить производительность системы, но и улучшить качество передачи информации на канальном уровне (за счет применения различных методов коррекции ошибок). Отсутствие у противника полной информации о параметрах, механизмах адаптации и коррекции ошибок не даст ему возможность получать достоверную информацию на сигнальном уровне, а значит и возможность информационного вскрытия канала связи будут значительно уменьшены.

Для аппаратной реализации защищенных ЦСПИ необходимо использовать концепцию «цифрового радио» *SDR* (*Software Defined Radio*), представляющую собой программно-аппаратную платформу, в которой интегрированы сетевой процессор *NP*, блок потоковой цифровой обработки сигналов на основе программируемой логической матрицы *FPGA*, аналого-цифровые АЦП и цифро-аналоговые преобразователи ЦАП.

На рис. 7 представлена структура *SDR* для обработки многомерных сигналов в *MIMO* канале связи с *N* передатчиками *T* и *N* приемниками *R*.

Учитывая большое различие в принципах работы беспроводных технологий передачи информации, изменение только программного обеспечения (ПО) *SDR* недостаточно для эффективной интеграции, поэтому необходима еще достаточно сложная реконфигурация аппаратных средств, реализующих взаимодействие абонентов сети на канальном уровне.

Для повышения энергетического потенциала легитимного канала связи важно также знать параметры затухания РРВ в канале связи при различном пространственном расположении абонентов в зоне доступа. Эффективная работа адаптационного алгоритма настройки ЦСПИ напрямую зависит от оценки параметров канала связи в реальном масштабе времени, что требует разработки упрощенных моделей для реализации их на программно-аппаратной платформе *SDR*.

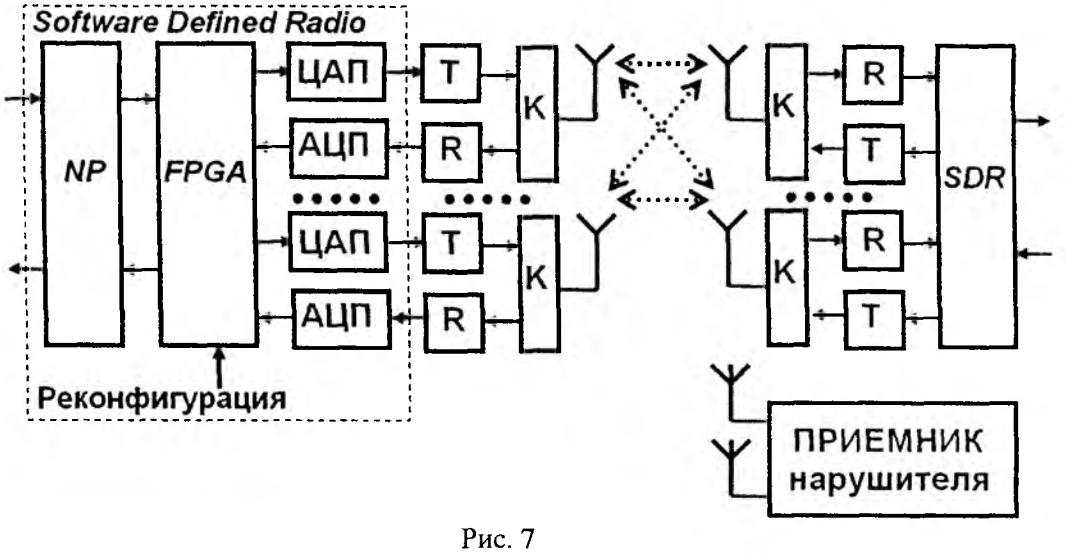


Рис. 7

В ХНУРЭ разработано целый ряд программ моделирования беспроводных каналов связи уровня *LAN* и *MAN* [15,16]. Они основаны на отражательной трактовке и использовании

метода микроволновых волновых каналов, что дает возможность с достаточно высокой точностью прогнозировать параметры производительности и защищенности канала связи в зоне развертывания системы радиодоступа.

Заключение

1) Из изложенного следует, что характерной особенностью современного этапа научно-технического прогресса в области развития ЦСПИ для ВСС является интеграция технологий, которая должна захватить и сферу защиты информации, и эта тенденция в дальнейшей перспективе будет сохраняться и углубляться.

2) Анализ различных критериев оценки защищенности каналов связи (скрытности и помехозащищенности) показывает, что физический уровень современных цифровых технологий передачи информации несет большой потенциал, который может быть использован для повышения безопасности в ведомственных сетях доступа.

3) Основными направлениями повышения энергетической защищенности каналов связи ЦСПИ являются: использование широкополосных сигналов с большой базой, *MIMO*-технологии, многомерного пространства сигналов и разработка моделей прогнозирования затухания сигналов в зоне развертывания системы радиодоступа.

4) Развитие теории отводного канала позволяет определить новые возможности повышения защищенности каналов связи на физическом уровне и найти механизмы их интеграции с информационными методами защиты информации.

Список литературы: 1. *Коновалов Г.В.* Многомерные сети – будущее инфокоммуникационных сетей // Электросвязь. М, 2008. №4. С.28-32. 2. *Мао В.* Современная криптография. Теория и практика. М.: Вильямс, 2005. 768 с. 3. *Сердюков П.Н., Бельчиков А.В., Дронов А.Е.* и др. Защищенные радиосистемы цифровой передачи информации. М.: АСТ, 2006. 403 с. 4. *Шокало В.М., Цопа А.И.* Концепция создания отечественных специальных цифровых систем передачи информации // Захист інформації. Київ: ДУІКТ, 2006. Вип. № 3. С. 51 - 57. 5. *Коваль Ю.А. Бавыкина В.В.* Развитие теории и совершенствование метеорных систем связи и синхронизации. Харьков: Коллегиум, 2006. 308 с. 6. *Shannon K.* Communication theory of secrecy systems // Bell Systems Tech Journal, 1949. Vol. 28, №4. P. 656-715. 7. *Котельников В.А.* Теория потенциальной помехоустойчивости. М.: ГЭИ, 1956. 151 с. 8. *Wyner A.D.* The wire-tap channel // Bell System Technical Journal. 1975. Vol. 54, № 8. P. 1355 -1387. 9. *Зюко А.Г.* Помехоустойчивость и эффективность систем связи. М.: Связь, 1972. 358 с. 10. *Урядников Ю.А., Аджемов С.С.* Сверхширокополосная связь. Теория и применение. М.: Солон-Пресс, 2005. 368 с. 11. *Куприянов А.И., Сахаров А.В.* Теоретические основы радиоэлектронной борьбы. М.: Вузовская книга, 2007. 356 с. 12. *Тузов Г.И. и др.* Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами / Г.И. Тузов, В.А. Сивов, В.И. Прытков, Ю.Ф. Урядников, Ю.А. Дергачев, А.А. Сулиманов. М.: Радио и связь, 1985. 264 с. 13. *Варакин Л.Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с. 14. *Tsopa O.I.* Signal Processing Verification System Programmable Digital Matched Filter / *H.V. Kharchenko, S.O. Makovetskiy, I.O. Tkalich, O.I. Tsopa, Y.I. Vdovychenko* // Proc. 6th IEEE East-West Design & Test Symposium /*EWDTS-2008*/. Lviv: Ukraine, 2008. P. 243-250. 15. *Цопа А.И.* Вариант модели затухания широкополосного сигнала в радиолинии при расчете защищенности локальной сети связи / А.А. Стрельницкий, А.Е. Стрельницкий, А.И. Цопа, В.М. Шокало// Захист інформації. Киев: ГУИКТ, 2008. №3(39). С. 38-43. 16. *Tsopa O.I.* Approximate Model for Estimation of Efficiency and Noise Immunity of Branched Street and Corridor *Wi-Fi* and *WiMAX* Communication Channels / A.A. Strelnitskiy, O.I. Tsopa, V.M. Shokalo // International journal «Telecommunication and Radio Engineering». Begell House, 2009. Vol. 68(17). P. 1511-1528.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 05.02.2010

УДК 517.922+517.958

Л.А. ВЛАСЕНКО, д-р техн. наук, А.Г. РУТКАС, д-р физ.-мат. наук

О МАТЕМАТИЧЕСКОМ МОДЕЛИРОВАНИИ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В НЕЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЯХ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ И СОСРЕДОТОЧЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Математическое обоснование метода моделирования

Рассматриваются цепи с любым числом m не связанных неискажающих линий передачи, выходы которых нагружены $2m$-полюсником с сосредоточенными элементами типа индуктивностей, емкостей, нелинейных сопротивлений и нелинейных проводимостей. Входы линий возбуждаются немонохроматическими источниками напряжений. Переходные процессы в m линиях описываются $2m$ дифференциальными уравнениями в частных производных первого порядка. Граничные условия на выходных концах линий можно пытаться искать в виде функционально-дифференциальных связей между выходными токами и напряжениями. Для этого из системы уравнений Кирхгофа и обыкновенных дифференциальных уравнений колебаний сосредоточенных элементов следовало бы исключить токи и напряжения внутренних элементов нагрузочного многополюсника. Для каждой нагрузочной цепи указанное исключение есть индивидуальная задача, весьма сложная при большом числе элементов даже в линейном случае. В случае нелинейных элементов нагрузки эта задача может оказаться неразрешимой. Практическая потребность в описании временных характеристик подобных нелинейных схем возникает, например, при воздействии на них сверхширокополосных или импульсных сигналов [1 – 4].

В статье предлагается общий метод моделирования переходных режимов цепей указанного класса. Влияние каждой передающей линии на входе нагрузочного $2m$-полюсника учитывается с помощью алгебраического уравнения с запаздыванием относительно тока и напряжения на выходе линии. Метод моделирования сводится к исследованию конечной системы дифференциально-алгебраических уравнений с запаздываниями относительно компонент конечномерного вектора состояний. Компоненты являются функциями только от времени, их количество равно сумме удвоенного числа линий, числа индуктивностей и числа емкостей нагрузки. Система является неявной вырожденной в том смысле, что ее векторная форма содержит необратимую квадратную матрицу коэффициентов при векторе производных состояния без запаздываний. Исследуются свойства матричного пучка и характеристического определителя главной линейной части векторного уравнения состояний для произвольной цепи рассматриваемого класса. С использованием этих свойств устанавливаются достаточные условия существования и единственности решения начальной задачи для уравнения состояний.

Моделирование с помощью векторного уравнения с запаздываниями

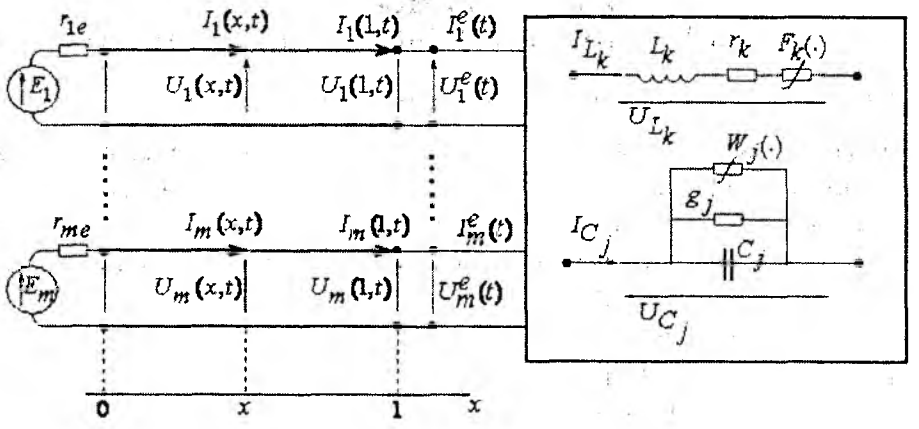
Пусть ко входам m однородных неискажающих двухпроводных линий передачи подключены источники напряжений $E_k(t)$ с внутренними сопротивлениями r_{ke} и к выходам – нагрузка в виде $2m$-полюсной цепи с сосредоточенными элементами (рисунок). Для физической реализации равенства амплитуд токов на каждой паре полюсов, как обычно, можно включить идеальные единичные трансформаторы между выходами линий и нагрузкой.

Токи $I_k(x,t)$ и напряжения $U_k(x,t)$ линий передачи удовлетворяют системе телеграфных уравнений:

$$L_{0k}\frac{\partial I_k}{\partial t}+\frac{\partial U_k}{\partial x}+R_{0k}I_k(x,t)=0\,;\,C_{0k}\frac{\partial U_k}{\partial t}+\frac{\partial I_k}{\partial x}+G_{0k}U_k(x,t)=0 \qquad (1)$$

при $t \ge 0, 0 \le x \le 1,$ условиям соединения с источниками напряжений на входах $x = 0$ и условиям подключения нагрузки на выходах $x = 1$ линий:

$$U_k(0,t) + r_{ke} I_k(0,t) = E_k(t)\,; U_k(1,t) = U_k^e(t)\,,\ I_k(1,t) = I_k^e(t)\,,\ k = 1,...m \qquad (2)$$



Для удобства все линии нормированы к единичной длине за счет выбора погонных параметров. Соотношения (2) являются граничными условиями для уравнений (1). Здесь U_k^e, I_k^e – внешние напряжения и токи $2m$-полюсника с сосредоточенными элементами.

При условиях *неискажения* в длинных линиях $C_{0k} R_{0k} = L_{0k} G_{0k}$ можно перейти от уравнений (1) к уравнениям с запаздываниями [5, 6]:

$$U_k(1,t) + \rho_k I_k(1,t) + \sigma_k e^{-\mu_k \omega_k} \left[U_k(1, t-\omega_k) - \rho_k I_k(1, t-\omega_k) \right] =$$
$$= \frac{2\rho_k}{\rho_k + r_{ke}} e^{\frac{-\mu_k \omega_k}{2}} E_k\left(t - \frac{\omega_k}{2} \right), \quad k = 1,...,m \qquad (3)$$

Здесь волновое сопротивление ρ_k, запаздывание ω_k, логарифмический декремент затухания μ_k, коэффициент σ_k влияния внутреннего сопротивления источника в k-й линии определяются формулами

$$\rho_k = \sqrt{\frac{L_{0k}}{C_{0k}}}\,,\ \omega_k = 2\sqrt{L_{0k} C_{0k}}\,,\ \mu_k = \frac{R_{0k}}{L_{0k}}\,,\ \sigma_k = \frac{\rho_k - r_{ke}}{\rho_k + r_{ke}}\,. \qquad (4)$$

Уравнение (3) описывает зависимость падающих и отраженных сигналов на выходных концах $x = 1$ от источников напряжений $E_k(t)$ на входах линий $x = 0$.

Замечание 1. После отыскания функций от времени $I_k(1,t), U_k(1,t)$ на правом конце линии, через их опережающие и запаздывающие значения выражаются напряжения $U(x,t)$ и токи $I(x,t)$ в любой точке линии:

$$U_k(x,t) = \frac{1}{2} e^{\frac{1}{2}\mu_k \omega_k (1-x)} \left[U_k(1, t + \frac{\omega_k}{2}(1-x)) + \rho_k I_k(1, t + \frac{\omega_k}{2}(1-x)) \right] +$$
$$+ \frac{1}{2} e^{-\frac{1}{2}\mu_k \omega_k (1-x)} \left[U_k(1, t - \frac{\omega_k}{2}(1-x)) - \rho_k I_k(1, t - \frac{\omega_k}{2}(1-x)) \right];$$
$$I_k(x,t) = \frac{1}{2} e^{\frac{1}{2}\mu_k \omega_k (1-x)} \left[\frac{1}{\rho_k} U_k(1, t + \frac{\omega_k}{2}(1-x)) + I_k(1, t + \frac{\omega_k}{2}(1-x)) \right] -$$
$$- \frac{1}{2} e^{-\frac{1}{2}\mu_k \omega_k (1-x)} \left[\frac{1}{\rho_k} U_k(1, t - \frac{\omega_k}{2}(1-x)) - I_k(1, t - \frac{\omega_k}{2}(1-x)) \right].$$

Временные зависимости токов и напряжений внутренних ветвей $2m$-полюсника с сосредоточенными элементами описываются полулинейными дифференциальными уравнениями

$$U_{L_k} = L_k \frac{dI_{L_k}}{dt} + r_k I_{L_k} + F_k(I_{L_k}); I_{C_j} = C_j \frac{dU_{C_j}}{dt} + g_j U_{C_j} + W_j(U_{C_j}) \quad (5)$$

В каждой ветви с индуктивностью L_k последовательно включены линейное сопротивление r_k и нелинейное сопротивление, на котором омические потери напряжения описываются функцией $F_k(I_{L_k})$. Параллельно с емкостью C_j включены линейная проводимость g_j и нелинейная проводимость, через которую течет ток $W_j(U_{C_j})$.

Для записи уравнений Кирхгофа в нагрузочной $2m$-полюсной цепи с сосредоточенными элементами мы условно введем в ее модельном графе G внешние ветви (дуги) y_k^e. Ветвь y_k^e отвечает k-й паре полюсов многополюсника и соответственно внешнему току I_k^e и напряжению $U_k^e, k = 1,...,m$.

Пусть модельный граф G является двухсвязным – это естественное условие для электрических цепей. По определению ориентация дуг графа совпадает с выбором положительных направлений токов в соответствующих ветвях цепи. Выберем в графе G основное дерево f и обозначим через Y множество всех дуг графа G, через Y_f – множество дуг дерева f, через $Y_a = Y \setminus Y_f$ – множество дуг дополнения к дереву, через Y^e – множество внешних дуг $\left(\left|Y^e\right| = m\right)$, через Y^L – множество дуг с индуктивностями, через Y^C – множество дуг с емкостями. Введем следующие подмножества дуг:

$$Y_f^e = Y^e \cap Y_f; Y_a^e = Y^e \cap Y_a; Y_f^L = Y^L \cap Y_f; Y_a^L = Y^L \cap Y_a; Y_f^C = Y^C \cap Y_f; Y_a^C = Y^C \cap Y_a \quad (6)$$

Множество Y всех дуг разбивается на шесть подмножеств

$$Y = Y_a^e \cup Y_a^L \cup Y_a^C \cup Y_f^L \cup Y_f^C \cup Y_f^e \quad (7)$$

Соответственно вектор I всех токов и вектор U напряжений разбиваются на шесть блок-векторов

$$I = \left(I_a^e, I_a^L, I_a^C, I_f^L, I_f^C, I_f^e\right)^{tr}, \quad U = \left(-U_a^e, U_a^L, U_a^C, U_f^L, U_f^C, -U_f^e\right)^{tr}. \quad (8)$$

Относительно разбиения (8) множества дуг фундаментальная матрица циклов Q и сечений S по дереву f обладают следующей блочной структурой:

$$Q = \begin{array}{c} \\ Y_a^e \\ Y_a^L \\ Y_a^C \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{cccccc} Y_a^e & Y_a^L & Y_a^C & Y_f^L & Y_f^C & Y_f^e \end{array} \\ \left[\begin{array}{cccccc} E & 0 & 0 & Q_{11} & Q_{12} & Q_{13} \\ 0 & E & 0 & Q_{21} & Q_{22} & Q_{23} \\ 0 & 0 & E & Q_{31} & Q_{32} & Q_{33} \end{array}\right] \end{array} = [E; Q_0]$$

$$S = \begin{array}{c} \\ Y_f^L \\ Y_f^C \\ Y_f^e \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{cccccc} Y_a^e & Y_a^L & Y_a^C & Y_f^L & Y_f^C & Y_f^e \end{array} \\ \left[\begin{array}{cccccc} S_{11} & S_{12} & S_{13} & E & 0 & 0 \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & 0 & E & 0 \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & 0 & 0 & E \end{array}\right] \end{array} = [S_0; E]$$

В дальнейшем будут использоваться равенства $Q_{ik} = -S_{ki}^*$ для матричных блоков. Они являются следствием топологической теоремы ортогональности А.Пуанкаре, которая для графа принимает вид $QS^* = 0$.

Систему уравнений (5) на внутренних ветвях цепи разобьем на четыре подсистемы, отвечающие подмножествам внутренних дуг Y^L, Y^C в (7), и запишем каждую подсистему в векторной форме:

$$U_a^L = \frac{d}{dt}\left(L_a I_a^L\right) + R_a I_a^L + F_a\left(I_a^L\right); \quad U_f^L = \frac{d}{dt}\left(L_f I_f^L\right) + R_f I_f^L + F_f\left(I_f^L\right)$$
$$I_a^C = \frac{d}{dt}\left(C_a U_a^C\right) + D_a U_a^C + W_a\left(U_a^C\right); \quad I_f^C = \frac{d}{dt}\left(C_f U_f^C\right) + D_f U_f^C + W_f\left(U_f^C\right) \tag{9}$$

Здесь $L_f(L_a)$ – диагональная матрица коэффициентов индуктивностей L_k на ветвях дерева (кодерева), и так далее.

Векторные уравнения Кирхгофа $QU = 0, SI = 0$ для замкнутой $2m$-полюсной цепи можно переписать как шесть векторных уравнений относительно двенадцати блок-векторов (8), используя блочную структуру топологических матриц Q, S. Заменим в этих шести векторных уравнениях матрицы Q_{ik} на $-S_{ki}^*$ и исключим векторы $U_a^L, U_f^L, I_a^C, I_f^C$ с помощью равенств (9). Получится следующая система шести векторных дифференциальных уравнений относительно остальных восьми векторов:

$$\frac{d}{dt}\left(S_{13} C_a U_a^C\right) + S_{11} I_a^e + S_{12} I_a^L + I_f^L + S_{13} D_a U_a^C = -S_{13} W_a\left(U_a^C\right); \tag{10}$$

$$\frac{d}{dt}\left(S_{23} C_a U_a^C + C_f U_f^C\right) + S_{21} I_a^e + S_{22} I_a^L + S_{23} D_a U_a^C + D_f U_f^C = -S_{23} W_a\left(U_a^C\right) - W_f\left(U_f^C\right); \tag{11}$$

$$\frac{d}{dt}\left(S_{33} C_a U_a^C\right) + S_{31} I_a^e + S_{32} I_a^L + S_{33} D_a U_a^C + I_f^e = -S_{33} W_a\left(U_a^C\right); \tag{12}$$

$$-\frac{d}{dt}\left(S_{11}^* L_f I_f^L\right) - U_a^e - S_{11}^* R_f I_f^L - S_{21}^* U_f^C + S_{31}^* U_f^e = S_{11}^* F_f\left(I_f^L\right); \tag{13}$$

$$\frac{d}{dt}\left(L_a I_a^L\right) - \frac{d}{dt}\left(S_{12}^* L_f I_f^L\right) + R_a I_a^L - S_{12}^* R_f I_f^L - S_{22}^* U_f^C + S_{32}^* U_f^e = -F_a\left(I_a^L\right) + S_{12}^* F_f\left(I_f^L\right); \tag{14}$$

$$-\frac{d}{dt}\left(S_{13}^* L_f I_f^L\right) + U_a^C - S_{13}^* R_f I_f^L - S_{23}^* U_f^C + S_{33}^* U_f^e = S_{13}^* F_f\left(I_f^L\right); \tag{15}$$

Систему m скалярных уравнений с запаздываниями (3) мы перепишем в виде двух векторных уравнений, используя равенства (2) и обозначения (8):

$$U_a^e + \rho_a I_a^e + \sum_{ea} \sigma_k e^{-\mu_k \omega_k} P_k^a \left[U_a^e(t-\omega_k) - \rho_a I_a^e(t-\omega_k)\right] = \sum_{ea} \frac{2\rho_k e^{\frac{-\mu_k\omega_k}{2}}}{\rho_k + r_{ke}} P_k^a E\left(t - \frac{\omega_k}{2}\right) \tag{16}$$

$$U_f^e + \rho_f I_f^e + \sum_{ef} \sigma_k e^{-\mu_k \omega_k} P_k^f \left[U_f^e(t-\omega_k) - \rho_f I_f^e(t-\omega_k)\right] = \sum_{ef} \frac{2\rho_k e^{\frac{-\mu_k\omega_k}{2}}}{\rho_k + r_{ke}} E\left(t - \frac{\omega_k}{2}\right) \tag{17}$$

Здесь ρ_f – диагональная матрица волновых сопротивлений ρ_k тех линий передачи, выходы которых отвечают внешним дугам дерева $y_k^e \in Y_f^e$ многополюсника нагрузки. Аналогично диагональная матрица ρ_a содержит волновые сопротивления тех линий, которые соответствуют внешним дугам кодерева $y_k^e \in Y_a^e$. Проектирующая матрица P_k^f сохраняет только одну компоненту векторов внешних дуг I^e, U^e, которая отвечает внешней дуге $y_k \in Y_f^e$ и аннулирует остальные компоненты; проектор P_k^a сохраняет компоненту векторов I^e, U^e, которая отвечает внешней дуге $y_k \in Y_a^e$ и аннулирует остальные компоненты. Наконец, $E(t)$ есть вектор напряжений $E_k(t)$ источников всех длинных линий. Знак суммирования $ef(ea)$

означает, что суммирование ведется по тем индексам k, для которых $y_k \in Y_f^e$ (соответственно $y_k \in Y_a^e$).

Введем вектор состояний с восемью векторными блоками

$$v(t) = \left(I_a^e, I_f^e; U_a^e, U_f^e; I_a^L, I_f^L; U_a^C, U_f^C\right)^{tr} = \left(v_1, ..., v_8\right)^{tr} \tag{18}$$

Тогда система восьми векторных уравнений (16), (17), (10) – (15), учитываемых в указанном порядке, записывается как одно неявное полулинейное дифференциальное уравнение с запаздываниями относительно вектор-функции $v(t)$:

$$\frac{d}{dt}\left(A_0 v(t)\right) + B_0 v(t) + \sum_{k=1}^{m} B_k v(t-\omega_k) = f(t) + \psi(v) \tag{19}$$

Здесь блоки $f_1(t), f_2(t)$ вектор-функции $f(t)$ есть правые части уравнений (16), (17) соответственно, остальные блоки $f_k(t)$ есть нулевые векторы ( ). Далее, $\psi_1(v) \equiv 0, \psi_2(v) \equiv 0$, а остальные шесть блоков $\psi_k(v)$ нелинейной вектор-функции $\psi(v)$ есть правые части уравнений (10) – (15) соответственно. Квадратная матрица A_0 вырождена: блок-строки с номерами 1,2 и блок-столбцы с номерами 1,2,3,4 образуют нулевые матрицы. Ненулевые блоки A_{ij}, B_{ij}, B_{ij}^k матриц A_0, B_0, B_k соответственно являются матричными коэффициентами левых частей векторных уравнений (16), (17), (10) – (15); $i, j \in \{1, 2, ..., 8\}$. Например, $A_{47} = S_{23}C_a, A_{48} = C_f; B_{11} = \rho_a, B_{31} = S_{11}; B_{11}^k = -\sigma_k e^{-\mu_k \omega_k} P_k^a \rho_a$ $(k = 1, 2, ..., m)$ и так далее.

Полученные результаты резюмируются в следующей теореме.

Теорема 1. *Пусть m неискажающих передающих линий* (1) *возбуждаются на входах* $(x = 0)$ *произвольными источниками напряжений $E_k(t)$ с внутренними сопротивлениями* r_{ke} $(k = 1, ..., m)$, *и выходы линий* $(x = 1)$ *нагружены $2m$-полюсником с сосредоточенными индуктивностями, емкостями, сопротивлениями и проводимостями, динамика которых описывается полулинейными уравнениями* (5). *Тогда общий n-мерный вектор состояний $v(t)$* (18), *образованный из токов I^e и напряжений U^e на выходных концах линий* $(x = 1)$, *токов I^L и напряжений U^C на сосредоточенных элементах, удовлетворяет вырожденному полулинейному уравнению* (19) *с запаздываниями в пространстве* $\mathbf{R}^n$.

Если линейные параметры L_k, r_k, C_j, g_j (5) *положительны, то главный характеристический пучок матриц $\lambda A_0 + B_0$ уравнения* (19) *является регулярным, матрица B_0 обратима и резольвентная матрица-функция $R(\lambda) = (\lambda A_0 + B_0)^{-1}$ существует всюду за исключением конечного числа точек λ_k в левой комплексной полуплоскости:* $\mathrm{Re}\,\lambda_k < 0$.

Первая часть теоремы доказана выше. Для доказательства второй части теоремы 1 достаточно убедиться, что для любого постоянного вектора $y = \left(y_1, ..., y_8\right)^{tr} \in \mathbf{R}^n$ соответствующей блочной структуры и фиксированного числа λ из правой полуплоскости уравнение

$$(\lambda A_0 + B_0)v = y\,,\ \mathrm{Re}\,\lambda \geq 0 \tag{20}$$

имеет единственное решение-вектор $v = v(\lambda)$ с блочной структурой (18). Уравнение (20) эквивалентно системе восьми векторных уравнений относительно восьми векторных блоков v_k (18). Именно, первое и второе уравнения есть 1) $\rho_f v_2 + v_4 = y_1$; 2) $\rho_a v_1 + v_3 = y_2$ (ср.(16),(17)). Уравнения (3) – (8) получаются, если в уравнениях (10) – (15) заменить операцию $\frac{d}{dt}$ умно-

жением на спектральный параметр λ и правые части заменить на $y_3, y_4, y_5, y_6, y_7, y_8$ соответственно. С помощью полученных уравнений (1), (2), (6) – (8) легко выразить векторы v_1, v_2, v_3, v_5, v_7 через векторы y_1, y_2, y_6, y_7, y_8 и векторы $v_4 = U_f^e, v_6 = U_f^L, v_8 = U_f^C$, отвечающие дугам основного дерева Y^f. Подставляя эти выражения в оставшиеся уравнения (3) – (5), получаем систему трех векторных уравнений относительно векторов v_4, v_6, v_8. Эта система переписывается как одно векторное уравнение

$$V(\lambda)x = \theta(y,\lambda), \quad V(\lambda) = A(\lambda) + S_0 B(\lambda) S_0^*, \tag{21}$$

где S_0 – информационный блок вещественной топологической матрицы сечений $S = [S_0, E]$, θ – линейная форма блоков y_k вектора y (20), искомый вектор x есть $x = ((\lambda L_f + R_f)v_6, v_8, -v_4)$. Квадратные матрицы $A(\lambda), B(\lambda)$ имеют блочно-диагональную структуру

$$A(\lambda) = \left(\lambda L_f + R_f\right)^{-1} \oplus \left(\lambda C_f + D_f\right) \oplus \rho_f^{-1}; \; B(\lambda) = \rho_a^{-1} \oplus \left(\lambda L_a + R_a\right)^{-1} \oplus \left(\lambda C_a + D_a\right).$$

Применяя к обратным матрицам замечание 2, получаем в полуплоскости $\mathrm{Re}\,\lambda > 0$ следующие представления:

$$A(\lambda) = A_1(\lambda) + iA_2(\lambda), \; A_1 = \overline{A}_1 > 0, \; A_2 = \overline{A}_2 = A_2^*$$
$$B(\lambda) = B_1(\lambda) + iB_2(\lambda), \; B_1 = \overline{B}_1 > 0, \; B_2 = \overline{B}_2 = B_2^*.$$

На основании этого матрицы $V_k(\lambda) = A_k(\lambda) + S_0 B_k(\lambda) S_0^*$ $(k = 1,2)$ имеют свойства $V_k(\lambda) = \overline{V_k(\overline{\lambda})} = V_k^*(\lambda), V_1(\lambda) > 0, \lambda + \overline{\lambda} \geq 0$. Матрицы-функции $A_k(\lambda), B_k(\lambda), V_k(\lambda)$ не являются голоморфными по λ и свойством вещественности функций цепей вида $\overline{Z(\overline{\lambda})} = Z(\overline{\lambda})$ не обладают. В силу замечания 2 в (21) матрица $V(\lambda) = V_1(\lambda) + iV_2(\lambda)$ имеет обратную $V^{-1}(\lambda)$ для всякого λ такого, что $\lambda + \overline{\lambda} \geq 0$. Найдя из (21) вектор x, однозначно находим векторы v_4, v_6, v_8, а с их помощью все остальные блоки v_j вектора v в (20).

Замечание 2. Пусть $A, B\,(n \times n)$-вещественные симметрические матрицы и $A > 0$. Тогда существует обратная матрица $\left(A + iB\right)^{-1} = M + iN$, где матрицы M, N также вещественны, симметричны, $M > 0$, причем этими свойствами матрицы M, N определены однозначно.

Действительно, из $(A \pm iB)f = 0$ следует $(Af, f) \pm i(Bf, f) = 0$. Поэтому в силу вещественности и симметричности матриц $(Af, f) = 0$, то есть $f = 0$. Итак, существуют обратные матрицы $R(\pm i) = \left(A \pm iB\right)^{-1}$. Для матриц M, N укажем явные формулы:

$$M = R(i)AR(-i) = R(-i)AR(i); \quad N = -R(i)BR(-i) = -R(-i)BR(i).$$

Ясно, что $\overline{M} = M = M^*$, $\overline{N} = N = N^*$. Наконец, $(Mf, f) = (AR(i)f, R(i)f) > 0$ при $f \neq 0$.

Разрешимость начальной задачи для уравнения состояний (19)

Из замечания 1 следует, что все токи и напряжения в цепи рис.1, включая токи и напряжения в любом сечении линий передачи, явно выражаются через компоненты вектора $v(t)$ (18). Для однозначного нахождения вектора $v(t)$ из векторного уравнения с запаздываниями (19) необходимо иметь начальное значение $v(t)$ на временном интервале длины $\omega = \max\limits_k \{\omega_k\}$ [6, 8]. Для наших целей удобно положить

$$v(t) = h(t), -\frac{\omega}{2} \leq t \leq \frac{\omega}{2}; \omega = \max\{\omega_k\}, \tag{22}$$

где $h(t):\left[-\frac{\omega}{2},\frac{\omega}{2}\right]\to \mathbf{R}^n$ – заданная вектор-функция. Если это необходимо, начальная функция $h(t)$ в (22) выбирается так, чтобы вместе с внешними возмущениями $E_k(t)$ обеспечить определенные значения токов $I_k(x,0)$ и напряжений $U_k(x,0)$ в линиях передачи в момент времени $t=0$. Например, нулевые значения токов и напряжений в момент $t=0$

$$I_k(x,0)=0\,,U_k(x,0)=0\,,0\le x\le 1\,;I_{L_k}(0)=0\,,U_{L_k}(0)=0\,,I_{C_j}(0)=0\,,I_{C_j}(0)=0 \qquad (23)$$

во всей цепи можно обеспечить, если $h(t)=0,-\frac{\omega}{2}\le t\le\frac{\omega}{2}$ и $E_k(t)=0,0\le t\le\frac{\omega}{2}$.

Приведем достаточные условия существования и единственности решения начальной задачи (19), (22) для состояния $v(t)$(18) произвольной цепи рассматриваемого класса. Предварительно введем спектральную проекционную матрицу [6, 7]

$$Q_2=\frac{1}{2\pi i}\oint\limits_{|\lambda|=r}B_0\left(\lambda A_0+B_0\right)^{-1}\frac{d\lambda}{\lambda} \qquad (24)$$

Здесь интегрирование осуществляется по такой окружности $|\lambda|=r$ в комплексной плоскости, что все корни характеристического многочлена $p(\lambda)=\det(\lambda A_0+B_0)$ лежат внутри круга $|\lambda|<r$.

Теорема 2. *Пусть цепь на рисунке, содержащая элементы с распределенными и сосредоточенными параметрами, удовлетворяет условиям теоремы 1, функции источников $E_k(t)$ на входах линий передачи непрерывны при $0\le t\le T$, а функции нелинейных сопротивлений $F_k(I)$ и проводимостей $W_j(u)$ удовлетворяют глобальным условиям Липшица. Предположим, для больших значений спектрального параметра λ резольвента главного характеристического пучка уравнения* (19) *ограничена:*

$$\left\|\left(\lambda A_0+B_0\right)^{-1}\right\|\le C\,,|\lambda|>r\,, \qquad (25)$$

а начальная функция $h(t)$ в (22) *непрерывна и удовлетворяет условию согласования с правой частью уравнения* (19) *на конечном множестве аргументов:*

$$Q_2\left[f\left(\frac{\omega}{2}\right)+\psi\left(h\left(\frac{\omega}{2}\right)\right)-B_0h\left(\frac{\omega}{2}\right)-\sum_{j=1}^{m}B_jh\left(\frac{\omega}{2}-\omega_j\right)\right]=0 \qquad (26)$$

Пусть, наконец, константа Липшица M для Q_2-проекции функции $\phi(v)$ ограничена так, что

$$M\cdot\left\|\left(A_0+Q_2B_0\right)^{-1}\right\|<1,\quad \left\|Q_2\psi(v_1)-Q_2\psi(v_2)\right\|\le M\cdot\left\|v_1-v_2\right\|. \qquad (27)$$

Тогда существует единственная непрерывная при $-\frac{\omega}{2}\le t<T$ функция $v(t)$, удовлетворяющая функциональному начальному условию (22) *при $-\frac{\omega}{2}\le t\le\frac{\omega}{2}$ и уравнению* (19) *при $\frac{\omega}{2}\le t<T$, где функция $A_0v(t)$ является непрерывно дифференцируемой.*

Доказательство можно провести методом шагов по схеме доказательства теоремы 3 в [8], где рассмотрена одна линия передачи и одно запаздывание ($m=1$). Для конструктивного указания последовательных «шагов» в случае m запаздываний $\{\omega_k\}_1^m$ удобно перенумеровать их в порядке возрастания $0<\omega_1<\omega_2<\ldots<\omega_m$, откуда, в частности, $\omega=\max\limits_k\{\omega_k\}=\omega_m$. После этого

искомое решение $v(t)$ получается путем его последовательного продолжения шагами длины ω_1. Как и в [6, 8] условие согласования (26) используется для гладкого продолжения решения на первом шаге и автоматически трансформируется в соотношения, обеспечивающие возможность гладкого продолжения решения на последующих шагах.

Замечание 3. Для уравнения запаздывающего типа (19) условие согласования для начальной функции $h(t)$ возникает только в случае вырожденности уравнения, когда $\det A_0 = 0$, что эквивалентно $Q_2 \neq 0$ в (26), см. формулу (24). Если же $\det A_0 \neq 0$, то $Q_2 = 0$ и условие согласования (26) формально выполнено. Это полностью согласуется с тем классическим фактом, что для явного (невырожденного) уравнения запаздывающего типа условия согласования не требуются, но их необходимость возникает в уравнениях с запаздываниями нейтрального типа [9, 10].

Заключение

В статье рассмотрены переходные режимы цепи (см. рисунок) с распределенными и сосредоточенными параметрами, в которой m двухпроводных неискажающих передающих линий нагружены на выходах $2m$-полюсником с любым числом индуктивностей, емкостей, нелинейных сопротивлений и нелинейных проводимостей. Конструктивно построена конечная система дифференциально-алгебраических уравнений с запаздываниями относительно определяющих состояний переходных режимов. Линейная часть системы содержит m запаздываний и является вырожденной неявной в том смысле, что квадратная матрица коэффициентов при векторе производных по времени без запаздываний является необратимой за счет нетривиального ядра. Это делает невозможным прямое применение классических результатов по разрешимости и численным методам решения дифференциальных уравнений с запаздываниями. Приведены достаточные условия существования и единственности решения начальной задачи для вырожденной системы неявных полулинейных дифференциальных уравнений с запаздываниями.

Список литературы: 1. *IEE International* Symposium on EMC, August 24-28, 1998. Symposium Record. V.2. P.621-1182. 2. *Lee J.S., Nguyen G., Scullion T.* New uniplanar subnanosecond monocycle pulse generator and transformer for time-domain microwave applications // IEEE Trans. on MTT. 2001. V. 49, No. 6. P. 1126-1129. 3. *Gunupudi P.K., Khazaka R., Nakhla M.S., Smy T., Celo D.* Passive parameterized time-domain macromodels for high-speed transmission-line networks // IEEE Trans. on MTT. 2003. V. 51, No. 12. P. 2347-2354. 4. *Taflove A., Hagness S.G.* Computational electrodynamics: the finite-difference time-domain method. – 2nd ed. Boston-London: Artech House Inc., 2000. 852 p. 5. *J.K. Hale.* Theory of Functional Differential Equations, Springer-Verlag, New York, Heidelberg, Berlin, 1977. 6. *Власенко Л.А.* Эволюционные модели с неявными и вырожденными дифференциальными уравнениями. Днепропетровск: Системные технологии, 2006. 273 с. 7. *Руткас А.Г.* Задача Коши для уравнения Ax'(t)+Bx(t)=f(t) // Дифференциальные уравнения. Минск, 1975. Т.11, № 11. 1996-2010 с. 8. *Власенко Л.А., Руткас А.Г.* Математическое моделирование переходных режимов нелинейных электрических цепей СВЧ // Радиоэлектроника и информатика. 2007. № 1. С. 4–8. 9. *Беллман Р., Кук К.* Дифференциально-разностные уравнения. М.: Мир, 1967. 548 с. 10. *Мышкис А.Д.* Линейные дифференциальные уравнения с запаздывающим аргументом. М.: Наука, 1972. 352 с.

Харьковский национальный
университет им. В.Н. Каразина

Поступила в редколлегию 11.02.2010

УДК 517.922+517.958

Л.А. ВЛАСЕНКО, д-р техн. наук, А.Г. РУТКАС, д-р физ.-мат. наук

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЦЕПЯХ С ДИСПЕРГИРУЮЩИМИ МНОГОПРОВОДНЫМИ ЛИНИЯМИ ПЕРЕДАЧИ

Введение

В статье рассматриваются связанные диспергирующие многопроводные линии передачи, нагруженные на выходе многополюсником с любым числом сосредоточенных RLC-элементов, включая нелинейные сопротивления и проводимости. Вход линии возбуждается многомерным гауссовским импульсом напряжения, поступающим через входное матричное сопротивление R_0 (рис. 1). Характеристики переходных процессов в цепях с многопроводными линиями передачи используются при разложениях немонохроматических электромагнитных полей на модовые составляющие [1, 2], при анализе и проектировании электрических схем процессов, их блоков управления [3], микроволновых элементов и цепей [4, 5], распределенных многополюсных коммутаторов – внутренних соединительных линий БИС, направленных ответвителей, замедляющих систем и других микроволновых устройств [6 – 8].

В [9] был предложен метод аналитического и численного описания переходных процессов в цепях с многопроводными линиями без дисперсии с неискажающими погонными матричными сопротивлением R и проводимостью утечки G. В настоящей статье модифицируется метод перехода от векторно-матричного уравнения диспергирующей многопроводной линии к системе модовых скалярных уравнений с дисперсиями, предложенный в [10]. Относительно погонных матричных параметров линии L,R и C,G предполагается некоторое свойство взаимности, названное *нормальностью и симметричностью линии*. Заметим, что существование, единственность и затухание решений уравнений (1) пассивной многопроводной линии с нулевыми граничными условиями исследовались еще в [11].

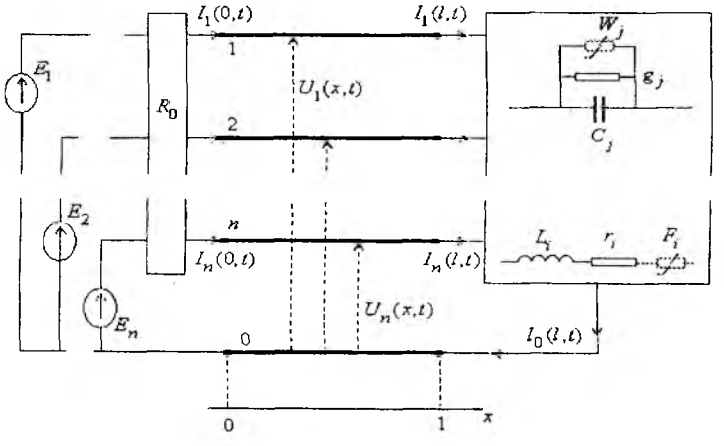


Рис.1

Перестановочные матричные характеристики нормальной симметрической многопроводной линии

Векторы напряжений $U(x,t)$ и токов $I(x,t)$ однородной многопроводной линии с n основными проводами и одним нулевым проводом или землей удовлетворяют системе двух векторных телеграфных уравнений в частных производных первого порядка в $\mathbf{R}^n$:

$$-\frac{\partial U}{\partial x}=L\frac{\partial I}{\partial t}+RI;\quad -\frac{\partial I}{\partial x}=C\frac{\partial U}{\partial t}+GU;\quad t\ge 0,\,0\le x\le 1 \tag{1}$$

Матрицы L,C,R,G вещественны и симметричны, причем L,C - обратимы и $L>0, C>0$.

Заметим, что для применимости излагаемого метода необязательно требовать неотрицательность матриц R и G, достаточно, чтобы они были симметрическими вещественными. Ниже в скалярных уравнениях модовой линии (18) погонные сопротивление и проводимость являются скалярами противоположных знаков.

Введение матричных декрементов затухания [10],

$$M = \frac{1}{2} C^{-1} L^{-1} (LG + RC), \quad N = \frac{1}{2} L^{-1} C^{-1} (GL + CR) \tag{2}$$

и замена переменных

$$U(x,t) = e^{-Mt} \cdot \tilde{U}(x,t), \quad I(x,t) = e^{-Nt} \cdot \tilde{I}(x,t). \tag{3}$$

преобразует уравнения (1) к системе векторных уравнений

$$-\frac{\partial \tilde{U}}{\partial x} = e^{Mt} L e^{-Nt} \cdot \frac{\partial \tilde{I}}{\partial t} + e^{Mt} [R - LN] e^{-Nt} \cdot \tilde{I} \tag{4}$$

$$-\frac{\partial \tilde{I}}{\partial x} = e^{Nt} C e^{-Mt} \cdot \frac{\partial \tilde{U}}{\partial t} + e^{Nt} [G - CM] e^{-Mt} \cdot \tilde{U} \tag{5}$$

Если потребовать, чтобы выполнялось матричное условие неискажения $RC = LG$ (см. [9]), то $M = RL^{-1}$, $N = L^{-1}R = GC^{-1}$, $R - LN = 0, G - CM = 0$, и матричные коэффициенты уравнений (4), (5) оказываются стационарными (не зависящими от t):

$$-\frac{\partial \tilde{U}}{\partial x} = L \frac{\partial \tilde{I}}{\partial t}, \quad -\frac{\partial \tilde{I}}{\partial x} = C \frac{\partial \tilde{U}}{\partial t}.$$

По-видимому, самым слабым ограничением на матрицы L, R и C, G в (1), при котором матричные коэффициенты в (4), (5) стационарны, является предположение *нормальности* уравнений (1) многопроводной линии, введенное в [10]:

$$C(\lambda L + R)G = G(\lambda L + R)C; \quad L(\lambda C + G)R = R(\lambda C + G)L \tag{6}$$

Таким образом, матричные коэффициенты каждого их двух уравнений (1) взаимно перестановочны при окаймлении ими характеристического матричного пучка другого уравнения. Алгебраически это эквивалентно следующим четырем соотношениям перестановочности крайних множителей в произведениях трех матриц:

$$1.\ CLG = GLC; \quad 2.\ CRG = GRC; \quad 3.\ LCR = RCL; \quad 4.\ LGR = RGL \tag{7}$$

Для двухпроводной линии со скалярными уравнениями (1) условия перестановочности (6) – (7), т.е. условия нормальности, выполнены автоматически. Реальные многопроводные (связанные) линии часто оказываются нормальными и симметрическими: например, симметричные транспонированные линии в [12, п.1.6; 13, п.12.2.2; 14], идентичные линии в [15, гл.X].

Из четырех равенств (7) только три являются независимыми: из 1, 2, 3 следует 4; из 1, 3, 4 вытекает 2.

Введем следующие матрицы, которые будем называть *характеристическими для линии:*

$$\left.\begin{aligned} \Lambda_0 = \sqrt{L}C\sqrt{L}, \quad S_0 = \sqrt{L^{-1}}(R - ML)\sqrt{L^{-1}}, \quad P_0 = \sqrt{L}(G - CM)\sqrt{L}, \\ \alpha_0 = \sqrt{L^{-1}}R\sqrt{L^{-1}}, \quad M_0 = \sqrt{L^{-1}}M\sqrt{L}, \quad G_0 = \sqrt{L}G\sqrt{L}. \end{aligned}\right\} \tag{8}$$

Эти матрицы вещественны. Для нормальной симметрической линии характеристические матрицы (8) симметричны и попарно перестановочны. Следовательно, существует вещественная ортогональная матрица T, приводящая к диагональной форме одновременно все шесть матриц (8):

$$T'\Lambda_0 T = diag\{\lambda_k\}_1^n \doteq \Lambda; \quad T'S_0 T = diag\{s_k\}_1^n \doteq S; \quad T'P_0 T = diag\{p_k\}_1^n \doteq P;$$

$$T'M_0T = diag\{\beta_k\}_1^n \doteq \beta;\quad T'\alpha_0T = diag\{\alpha_k\}_1^n;\quad T'G_0T = diag\{\pi_k\}_1^n. \tag{9}$$

Заметим, что перестановочность матриц (8) устанавливается с помощью легко проверяемых равенств

$$N = M',\quad CM = NC,\quad RN = MR,\quad LN = ML,\quad GM = NG. \tag{10}$$

Введенная в [10] матрица

$$\Phi_0 = \sqrt{L^{-1}}(LCM^2 - RG)\sqrt{L} \tag{11}$$

допускает представления

$$\Phi_0 = \frac{1}{4}\sqrt{L^{-1}}C^{-1}(LG - RC)^*C(LG - RC)C^{-1}\sqrt{L^{-1}} = \Lambda_0 M_0^2 - \alpha_0 G_0 \tag{12}$$

Следовательно, матрица Φ_0 является неотрицательно определенной, перестановочной со всеми матрицами (8) и приводится преобразованием T к диагональной форме:

$$T'\Phi_0 T = diag\{\nu_k\}_1^n,\quad \nu_k \ge 0. \tag{13}$$

Из легко проверяемых матричных равенств

$$\Lambda_0 S_0 + P_0 = 0;\quad S_0 = \alpha_0 - M_0;\quad P_0 = G_0 - \Lambda_0 M_0;\quad \Phi_0 = \Lambda_0 S_0^2$$

вытекают соотношения между собственными числами из (9):

$$\lambda_k s_k = -p_k,\quad s_k = \alpha_k - \beta_k,\quad p_k = \pi_k - \lambda_k\beta_k,\quad \nu_k = \lambda_k s_k^2 \tag{14}$$

Поскольку $\lambda_k > 0$, то из первого равенства в (14) получаем, что

$$Sgn\, s_k = -Sgn\, p_k. \tag{15}$$

Замечание 1. При замене переменных $U = D\hat{U}, I = Q\hat{I}$ в линии с помощью обратимых матриц D, Q свойство *нормальности* сохраняется при любых D, Q, а свойства симметричности и пассивности сохраняются лишь при условии $Q = (D^{-1})'$, которое оставляет выражение энергии инвариантным относительно замены переменных.

Скалярные телеграфные уравнения первого порядка для модовых переменных

Благодаря равенствам (10) матричные экспоненты в уравнениях (4), (5) исчезают и после замены:

$$\tilde{U} = \sqrt{L}TU_0(x,t),\quad \tilde{I} = \sqrt{L^{-1}}TI_0(x,t) \tag{16}$$

с матрицей T из (9) мы получаем пару векторных телеграфных уравнений первого порядка

$$-\frac{\partial U_0}{\partial x} = \frac{\partial I_0}{\partial t} + SI_0;\quad -\frac{\partial I_0}{\partial x} = \Lambda\frac{\partial U_0}{\partial t} + PU_0. \tag{17}$$

Матрицы S, Λ, P – диагональные (см.(9)), так что уравнения (17) эквивалентны системе n пар скалярных телеграфных уравнений относительно модовых переменных – компонент $U_{0k}(x,t), I_{0k}(x,t)$ векторов U_0, I_0 $(k = 1,...,n)$:

$$1.-\frac{\partial U_{0k}}{\partial x} = \frac{\partial I_{0k}}{\partial t} + s_k I_{0k};\quad 2.-\frac{\partial I_{0k}}{\partial x} = \lambda_k\frac{\partial U_{0k}}{\partial t} + p_k U_{0k};\quad 0 \le x \le l,\quad t \ge 0. \tag{18}$$

При каждом k пару скалярных уравнений (18) можно трактовать как эволюционные уравнения некоторой базисной (модовой) двухпроводной диспергирующей линии передачи с единичной погонной индуктивностью, погонной емкостью $\lambda_k > 0$, погонным сопротивлением s_k и погонной проводимостью p_k, причем знаки s_k и p_k противоположны, см.(15). После нахождения компонент U_{0k}, I_{0k} векторов $U_0, I_0 \in \mathbf{R}^n$ как решений уравнений (18) истинные век-

торы напряжений и токов многопроводной линии получаются по формулам, вытекающим из (3) и (16):

$$U(x,t)=e^{-Mt}\sqrt{L}TU_0(x,t);\quad I(x,t)=e^{-Nt}\sqrt{L^{-1}}TI_0(x,t). \tag{19}$$

Интегрально-алгебраические представления переменных через модовые функции источников

В [10] были использованы интегральные представления каждой из модовых переменных U_{0k}, I_{0k} через функции источников – по два источника для каждой переменной [10, формулы (24), (26)]. Здесь мы вдвое уменьшаем число источников, вводя вспомогательные функции $w_k(x,t)$ соответствующей гладкости такие, что

$$U_{0k}(x,t)=\frac{\partial}{\partial x}w_k(x,t);\quad I_{0k}(x,t)=-\lambda_k\frac{\partial w_k}{\partial t}-p_k w_k;\quad k=1,...,n. \tag{20}$$

Этот прием является классическим в теории телеграфных уравнений [16, п. 183]. Подстановка представлений (20) в (18) приводит к уравнению второго порядка относительно функции w_k (см. (14)):

$$\frac{\partial^2 w_k}{\partial t^2}=a_k^2\frac{\partial^2 w_k}{\partial x^2}+s_k^2 w_k,\quad a_k=\frac{1}{\sqrt{\lambda_k}},\quad k=1,...,n. \tag{21}$$

Решения w_k можно искать с помощью скалярных функций источников $\phi_k(s)$ на входе модовой линии $x=0$ и $\psi_k(s)$ на выходе линии $x=l$:

$$w_k(x,t)=\int_0^{a_kt-x}\phi_k(s)I(\delta_k z(x,a_kt-s))ds+\int_0^{a_kt-l+x}\psi_k(s)I(\delta_k z(l-x,a_kt-s))ds \tag{22}$$

Здесь $z(x,y)=\sqrt{y^2-x^2}$, $\delta_k=\sqrt{v_k}$, $I(z)=I_0(z)=\sum_{m=0}^{\infty}\frac{1}{(m!)^2}\left(\frac{z}{2}\right)^{2m}$ – модифицированная функция Бесселя первого рода порядка 0. Если ввести вектор-функцию

$$W(x,t)=(w_1,...,w_n)^{tr}(x,t)$$

с компонентами $w_k(x,t)$ из (20) – (22), то вследствие (19) векторы напряжений и токов многопроводной линии принимают вид

$$U(x,t)=e^{-Mt}\sqrt{L}T\frac{\partial}{\partial x}W(x,t); \tag{23}$$

$$I(x,t)=-e^{-Nt}\sqrt{L^{-1}}T\left[PW(x,t)+\Lambda\frac{\partial}{\partial t}W(x,t)\right]. \tag{24}$$

С помощью координатного базиса в пространстве $\mathbf{R}^n$ $e_1=(1,0,..,0)^{tr},...,e_n=(0,0,...,1)^{tr}$ введем $2n^2$ скалярных произведений-чисел

$$q_{ki}=(Te_i,\sqrt{L}e_k),\quad d_{ki}=-(Te_i,\sqrt{L^{-1}}e_k). \tag{25}$$

Если векторные равенства (23), (24) записать для компонент $U_k(x,t), I_k(x,t), w_k(x,t)$, затем воспользоваться интегральными представлениями (22) для w_k, то получатся представления напряжений $U_k(x,t)$ и токов $I_k(x,t)$ через функции источников ϕ_k, ψ_k. Однако $\phi_k(s)$ и $\psi_k(s)$ могут быть экспоненциально возрастающими и неудобными с точки зрения устойчи-

вости вычислительного метода. Вычислительные эксперименты показывают, что более подходящими переменными являются следующие *нормированные функции источников*

$$\phi_k^\circ(t) = e^{-\beta_k t}\phi_k(a_k t), \quad \psi_k^\circ(t) = e^{-\beta_k t}\psi_k(a_k t), \quad k = 1,...,n. \tag{26}$$

Здесь числа β_k из диагонального представления матрицы M_0 (9) совпадают с собственными значениями матричного декремента затухания M (2) многопроводной линии. В результате после перехода к нормированным функциям источников $\phi_k^\circ, \psi_k^\circ$ (26) получаются следующие представления напряжений U_k и токов I_k в линии передачи ($k = 1,...,n$):

$$\begin{aligned} U_k(x,t) = \sum_{i=1}^{n} q_{ki} \Bigg[& -e^{-\frac{\beta_i}{a_i}x} \cdot \phi_i^\circ\left(t - \frac{x}{a_i}\right) + e^{-\frac{\beta_i}{a_i}(l-x)} \cdot \psi_i^\circ\left(t - \frac{l-x}{a_i}\right) - \\ & - a_i\delta_i x \int_0^{t-\frac{x}{a_i}} \phi_i^\circ(\tau) \cdot e^{-\beta_i(t-\tau)} \cdot \frac{I_1(\delta_i z(x, a_i(t-\tau)))}{z(x, a_i(t-\tau))} d\tau + \\ & + a_i\delta_i(l-x) \int_0^{t-\frac{l-x}{a_i}} \psi_i^\circ(\tau) \cdot e^{-\beta_i(t-\tau)} \cdot \frac{I_1(\delta_i z(l-x, a_i(t-\tau)))}{z(l-x, a_i(t-\tau))} d\tau \Bigg]; \end{aligned} \tag{27}$$

$$\begin{aligned} I_k(x,t) = \sum_{i=1}^{n} d_{ki} \Bigg\{ & \frac{1}{a_i}\left[e^{-\frac{\beta_i}{a_i}x} \cdot \phi_i^\circ\left(t - \frac{x}{a_i}\right) + e^{-\frac{\beta_i}{a_i}(l-x)} \psi_i^\circ\left(t - \frac{l-x}{a_i}\right)\right] + \\ & + a_i \int_0^{t-\frac{x}{a_i}} \phi_i^\circ(\tau) \cdot e^{\beta_i(t-\tau)} \cdot \left[p_i I(\delta_i z(x, a_i(t-\tau))) + \delta_i(t-\tau) \frac{I_1(\delta_i z(x, a_i(t-\tau)))}{z(x, a_i(t-\tau))} \right] d\tau + \\ & + a_i \int_0^{t-\frac{l-x}{a_i}} \psi_i^\circ(\tau) e^{-\beta_i(t-\tau)} \left[p_i I(\delta_i z(l-x, a_i(t-\tau))) + \delta_i(t-\tau) \frac{I_1(\delta_i z(l-x, a_i(t-\tau)))}{z(l-x, a_i(t-\tau))} \right] d\tau \Bigg\}. \end{aligned} \tag{28}$$

Здесь $I_1(z)$ есть модифицированная функция Бесселя первого рода порядка 1:

$$I_1(z) = \frac{1}{i} I_1(iz) = \frac{z}{2} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{1}{m!(m+1)!} \left(\frac{z}{2}\right)^{2m}.$$

Граничные условия

Возбуждению линии на входе векторным (многофазным) источником напряжения $E(t)$ с входным матричным сопротивлением R_0 (см. рис.1) отвечает граничное условие

$$U(0,t) + R_0 I(0,t) = E(t), \quad t \geq 0 \tag{29}$$

По предположению матричное входное сопротивление $R_0 \geq 0$ *согласовано с погонным сопротивлением линии* R так, что свойства мультипликативной перестановочности матриц R и R_0 одинаковы. Тогда, в частности, из третьего равенства в (10) следует, что $R_0 N = M R_0$, а из попарной перестановочности матриц (8) вытекает перестановочность симметрической неотрицательной матрицы $\sqrt{L^{-1}} R_0 \sqrt{L^{-1}}$ с каждой из матриц (8) и диагональность матрицы

$$V_0 \doteq T' \sqrt{L^{-1}} R_0 \sqrt{L^{-1}} T = diag\{r_{0k}\}_{k=1}^{n}. \tag{30}$$

Учитывая все указанные свойства, из (23),(24), (29) получаем

$$\frac{\partial W(0,t)}{\partial x} - V_0\left[PW(0,t) + \Lambda\frac{\partial}{\partial t}W(0,t)\right] = e^{\beta' T'}\sqrt{L^{-1}}E(t). \qquad (31)$$

Матрицы V_0 (30), P, Λ, β (9) – диагональные, поэтому векторное уравнение (31) эквивалентно системе n скалярных граничных условий относительно функций $w_k(x,t)$ при $x = 0$:

$$\frac{\partial w_k(0,t)}{\partial x} - r_{0k}\lambda_k\frac{\partial w_k(0,t)}{\partial x} - r_{0k}p_k w_k(0,t) = e^{\beta_k t}\cdot\hat{E}_k(t), \quad \hat{E}_k(t) = (E(t), \sqrt{L^{-1}}Te_k) \qquad (32)$$

Граничные условия (32) порождают n интегральных уравнений относительно функций источников ϕ_k, ψ_k из представлений (22). Переходя к нормированным функциям (26), получаем уравнения

$$\begin{aligned}
&-\left(1+\frac{r_{0k}}{a_k}\right)\phi_k^\circ(t) + \left(1-\frac{r_{0k}}{a_k}\right)e^{-\beta_k\omega_k}\cdot\psi_k^\circ(t-\omega_k) - \\
&-r_{0k}a_k\int_0^t\phi_k^\circ(\tau)e^{-\beta_k(t-\tau)}\left[p_k I(\delta_k z(0,a_k(t-\tau))) + \delta_k(t-\tau)\frac{I_1(\delta_k z(0,a_k(t-\tau)))}{z(0,a_k(t-\tau))}\right]d\tau + \\
&+a_k\int_0^{t-\omega_k}\psi_k^\circ(\tau)e^{-\beta_k(t-\tau)}\left\{\delta_k[l-r_{0k}(t-\tau)]\frac{I_1(\delta_k z(l,a_k(t-\tau)))}{z(l,a_k(t-\tau))} - r_{0k}p_k I(\delta_k z(l,a_k(t-\tau)))\right\}d\tau = \\
&= \hat{E}_k(t); \quad \omega_k = \frac{l}{a_k}, k = 1,\ldots,n.
\end{aligned} \qquad (33)$$

Предположим для удобства, что у многополюсника нагрузки на выходе линии все сопротивления (линейные и нелинейные) включены последовательно с индуктивностями, а все проводимости (линейные и нелинейные) включены параллельно емкостям, см. рис.1. Тогда в дифференциально-алгебраических уравнениях многополюсника с сосредоточенными элементами можно оставить только токи I_{L_i} на индуктивностях ($i = 1,\ldots,n_L$), напряжения U_{C_j} на емкостях ($j = 1,\ldots,n_C$), внешние напряжения $U_k(l,t)$ и токи $I_k(l,t)$ $(k = 1,\ldots,n)$. Все остальные токи и напряжения исключаются с помощью соотношений

$$U_{L_i} = L_i\frac{dI_{L_i}}{dt} + r_i I_{L_i} + F_i(I_{L_i}); I_{C_j} = C_j\frac{dU_{C_j}}{dt} + g_j U_{C_j} + W_j(U_{C_j}) \qquad (34)$$

Полученная таким образом система дифференциально-алгебраических уравнений играет роль граничных условий на правом конце линии $x = l$. Одновременно с краевыми значениями $U_k(l,t), I_k(l,t)$ эта система содержит неизвестные переменные I_{L_i}, U_{C_j}, в том числе под действием дифференциальных операторов и нелинейных функций. Переменные $U_k(l,t)$, $I_k(l,t)$ входят в граничные уравнения линейно, и с помощью формул (27), (28) при $x = l$ мы можем перейти от них к нормированным функциям источников $\phi_i^\circ(t), \psi_i^\circ(t)$. В результате на правом конце линии $x = l$ получается система $n + n_L + n_C$ интегро-дифференциальных уравнений относительно $\nu = 2n + n_L + n_C$ переменных

$$\left\{\phi_k^\circ(t), \psi_k^\circ(t), I_{L_i}(t), U_{C_j}(t)\right\}; k = 1,\ldots,n; i = 1,\ldots,n_L; j = 1,\ldots,n_C. \qquad (35)$$

Вместе с уравнениями (33) (краевыми условиями на входе $x = 0$) получается система $\nu = 2n + n_L + n_C$ уравнений относительно неизвестных функций (35). Относительно вектора состояний $y(t)$ в пространстве $\mathbf{R}^\nu$ с компонентами

$$y_k = \phi_k^\circ, y_{n+k} = \psi_k^\circ (k = 1,\ldots,n), y_{2n+i} = I_{L_i} (i = 1,\ldots,n_L), y_{2n+n_L+j} = U_{C_j} (j = 1,\ldots,n_C) \qquad (36)$$

указанная система представляется в векторной форме

$$\frac{d}{dt}(A_0 y(t)) + \sum_{k=0}^{n}\left[B_k y(t-\omega_k) + \int_0^{t-\omega_k} \Phi^k(t-\tau) y(\tau) d\tau \right] = f(t) + \phi(y) \qquad (37)$$

Здесь $\phi(y)$ – нелинейная вектор-функция в пространстве $\mathbf{R}^\nu$, $f(t)$ – заданная вектор-функция $f:[0,T]\to\mathbf{R}^\nu$, A_0 и B_k – постоянные $(\nu\times\nu)$-матрицы, Φ^k – разностные матрично-значные ядра, $\omega_k = \dfrac{l}{a_k} = \sqrt{\lambda_k}\cdot l$ – сосредоточенные запаздывания ($k=1,...,n$), $\omega_0 = 0$.

Если $y(t)$ – решение полулинейного интегро-дифференциального уравнения (37) с нулевым начальным условием $y(t)=0$, $t\le 0$, то в соответствии с обозначениями (36) для нормированных функций источников $\phi_i^\circ(t), \psi_i^\circ(t)$ напряжения и токи многопроводной линии $U_k(x,t), I_k(x,t)$ восстанавливаются по формулам (27), (28).

Замечание 2. Предположение о последовательном подключении сопротивлений с индуктивностями и параллельном соединении проводимостей с емкостями в нагрузке не является ограничением для предлагаемого метода. В противном случае достаточно добавить в качестве неизвестных переменных в краевых уравнениях токи на тех сопротивлениях и напряжения на тех проводимостях, которые не удовлетворяют указанным условиям подключения.

О свойствах и численном решении уравнения (37)

С точностью до некоторых особенностей уравнение (37) можно было бы отнести к классу векторных интегро-дифференциальных уравнений в $\mathbf{R}^\nu$ с операторами Вольтера. К упомянутым особенностям относятся присутствие нелинейной вектор-функции $\phi(y)$ от векторного аргумента, слагаемого с сосредоточенными запаздываниями $\omega_1,...,\omega_n$ и, наконец, вырожденность (необратимость) квадратной матрицы A_0 при действии дифференциальной операции $\dfrac{d}{dt}$ на неизвестную вектор-функцию $y(t)$. Эти особенности создают принципиальные трудности как при численном решении уравнения (37), так и при получении эффективных теорем существования и единственности решения. Индивидуально для вырожденного уравнения вида (37) эти вопросы не получили детального освещения. В работах [17, 18] и монографии [19] доказаны теоремы существования и единственности решения вырожденного функционально-дифференциального уравнения

$$\frac{d}{dt}\left[A_0 y(t)\right] + B_0 y(t) = f_0(t, y_t), \qquad (38)$$

и предложен численный метод его решения. Используя схемы доказательств и приемы из [17 – 19], можно получить аналогичные результаты для уравнения вида (37) с интегральными слагаемыми.

Приведем в графической форме результаты численного решения уравнения (37) для цепи рис. 2, содержащей диспергирующую передающую линию единичной длины $l = 1м$ с тремя рабочими проводами, одним нулевым проводом и восемнадцатью сосредоточенными элементами нагрузки на выходе.

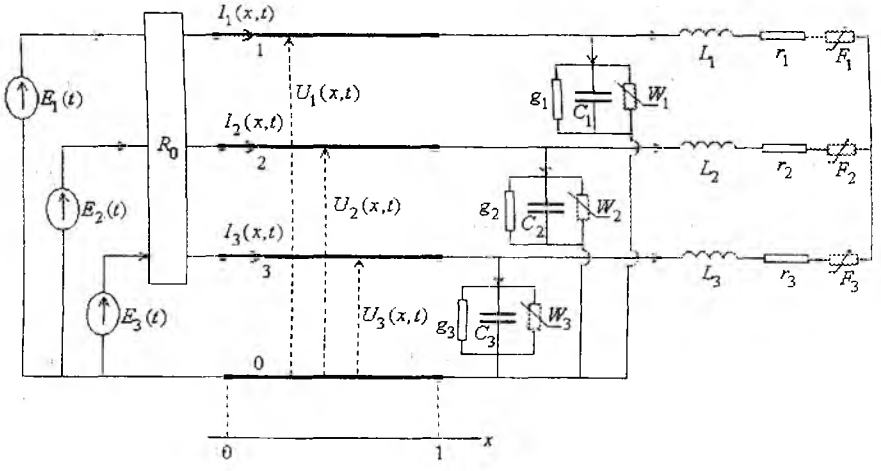


Рис. 2

Для сосредоточенных параметров нагрузки и погонных матричных параметров линии выбраны значения:

$$L_1 = 0{,}5\cdot 10^{-9},\ L_2 = 10^{-9},\ L_3 = 2\cdot 10^{-9}\ Гн;\ C_1 = 2,\ C_2 = 1,\ C_3 = 0{,}5\ Пф,$$

$$g_1 = 0{,}1,\ g_2 = 0{,}2,\ g_3 = 0{,}3 Ом^{-1};\ r_1 = 0{,}01,\ r_2 = 0{,}02,\ r_3 = 0{,}03 Ом;$$

$$L = \begin{bmatrix} 15 & 7{,}5 & 10{,}5 \\ 7{,}5 & 30 & 9 \\ 10{,}5 & 9 & 30 \end{bmatrix}\cdot 10^{-12}\ \frac{Гн}{м};\quad C = \begin{bmatrix} 45 & 7{,}5 & 9 \\ 7{,}5 & 15 & 12 \\ 9 & 12 & 30 \end{bmatrix}\cdot 10^{-12}\ \frac{Ф}{м}$$

$$R = \begin{bmatrix} 0{,}2 & 0{,}1423 & 0{,}1811 \\ 0{,}1423 & 0{,}3 & 0{,}2215 \\ 0{,}1811 & 0{,}2215 & 0{,}4 \end{bmatrix}\cdot 10^{-2}\ \frac{Ом}{м};\quad G = \begin{bmatrix} 0{,}8 & 0{,}0606 & 0{,}0546 \\ 0{,}0606 & 0{,}3 & 0{,}1311 \\ 0{,}0546 & 0{,}1311 & 0{,}5 \end{bmatrix}\cdot 10^{-2}\ \frac{Ом^{-1}}{м}.$$

Функции нелинейных проводимостей W_i и нелинейных сопротивлений F_i имеют вид: $W_i(x) = b_i x^3$, $b_1 = 0{,}1$, $b_2 = 0{,}2$, $b_3 = 0{,}3$; $F_i(x) = d_i x^3$, $d_1 = 1$, $d_2 = 2$, $d_3 = 3$. Входное матричное сопротивление R_0 выбрано в виде $R_0 = 0{,}1R\,l(Ом)$. Векторный входной сигнал состоит из трех одинаковых гауссовских импульсов с эффективной длительностью $5Пс$ и максимальной амплитудой 2 вольта:

$$E_k(t) = 2e^{-(t-\alpha)^2/2\sigma^2},\ \alpha = 21{,}4299\ Пс,\ \sigma = 2{,}2163,\ k = 1,2,3.$$

Условия симметричности и нормальности (7) для линии передачи выполнены. Изменение во времени двух токов и двух напряжений на соответствующих сосредоточенных элементах цепи показано на рис. 2. На рис. 3 – 6 представлены зависимости от времени токов I_{L_1}, I_{L_3} и напряжений U_{C_1}, U_{C_3} соответственно. Пространственно-временные характеристики напряжений $U_1(x,t)$, $U_3(x,t)$ и токов $I_1(x,t)$ $I_3(x,t)$ представлены на рис. 7 - 10 соответственно.

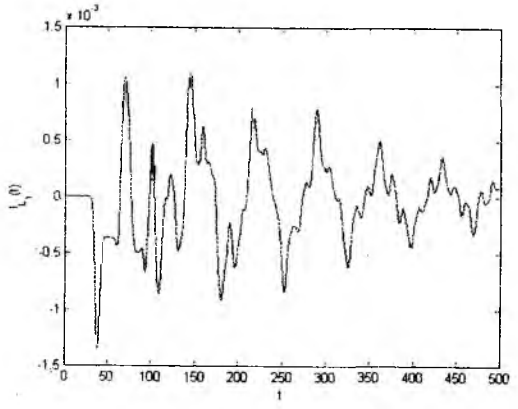


Рис. 3

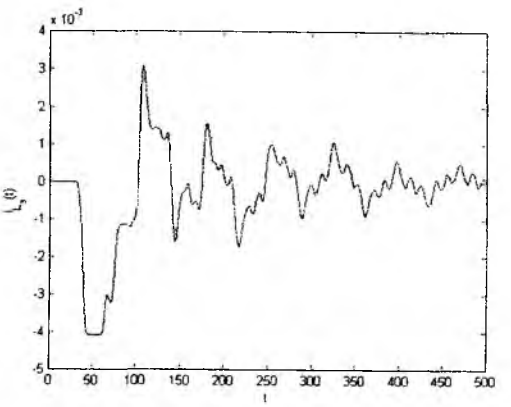


Рис. 4

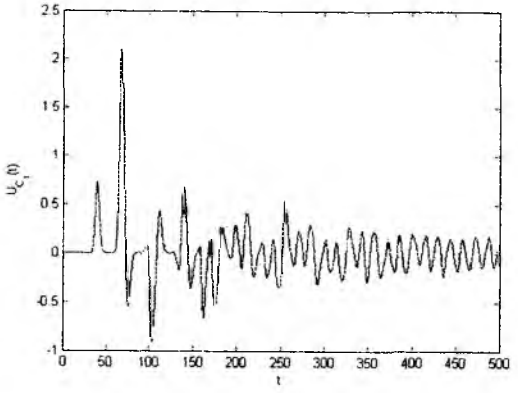


Рис. 5

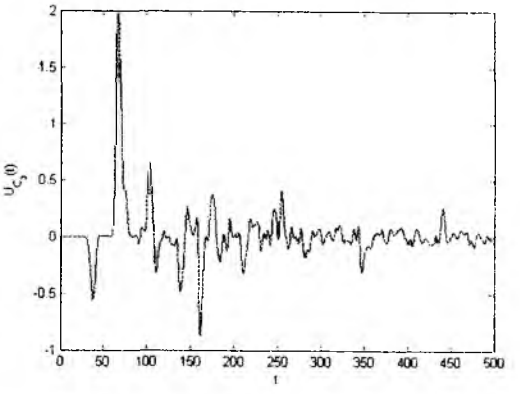


Рис. 6

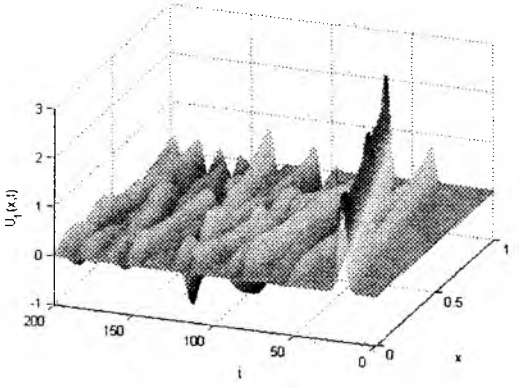


Рис. 7

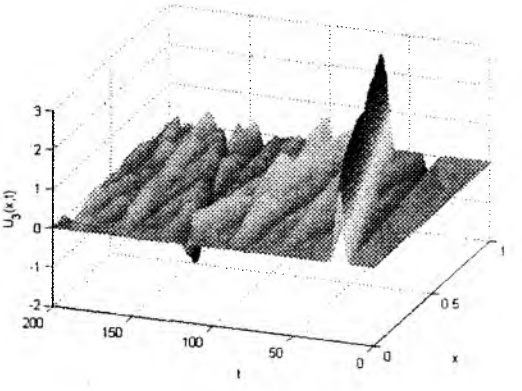


Рис. 8

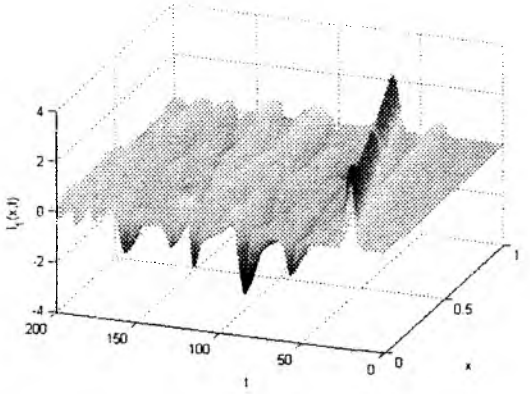


Рис. 9

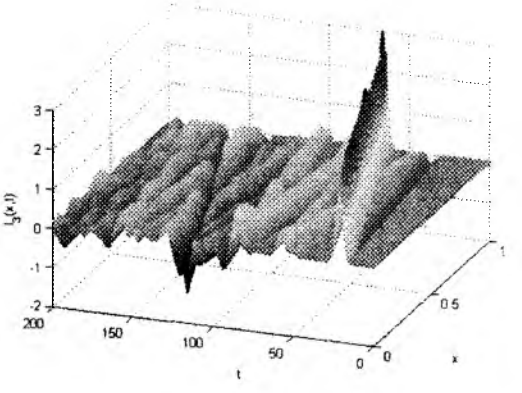


Рис. 10

Выводы

Нормальная симметрическая однородная многопроводная линия с дисперсией допускает линейное нестационарное («модовое») преобразование к системе несвязанных базисных диспергирующих однородных линий со скалярными телеграфными уравнениями. Общее решение базисных уравнений записывается через интегральные операторы Вольтерра от неизвестных функций источников с разностными ядрами, задаваемыми функциями Бесселя. К неизвестным функциям источников добавляются токи на сосредоточенных индуктивностях и нелинейных сопротивлениях, напряжения на сосредоточенных емкостях и нелинейных проводимостях, входящие в дифференциально-алгебраические уравнения цепи с сосредоточенными элементами на выходе многопроводной линии передачи. Учет всех граничных условий приводит к вырожденной системе полулинейных интегро-дифференциальных уравнений с запаздываниями относительно указанных неизвестных функций. Для решения системы используются теоремы существования и единственности и численные методы решения вырожденных функционально-дифференциальных уравнений. Векторы токов и напряжений в любой точке многопроводной линии для произвольного момента времени в переходном режиме вычисляются через найденные функции источников по явным интегральным формулам.

Список литературы: 1. *Shlivinski A., Heyman E.* Time –Domain Near-Field Analysis of Short-Pulse Antennas-Part I: Spherical Wave (Multipole) Expansion, IEEE Transactions on Antennas And Propagation, Vol.47, No.2, February 1999, P. 271-279. 2. *Tretyakov O.A., Erden F.* Temporal Caviti Oscillations Caused By A Wide-Band Waveform, Progress In Electromagnetics Research B. Vol.6, 183-204, 2008. 3. IEEE International Symposium on EMC, August 24-28, Symposium Record. 1998. V. 2, P. 621-1182. 4. Taflove A., Hagness S.G. Computational electrodynamics: the finite-difference time-domain method. Boston-London: Artech House Inc., 2000. 852 p. 5. *Gunupudi P.K., Khazaka R., Nakhla M.S., Smy T., Celo D.* Passive parameterized time-domain macromodels for high-speed transmission-line networks // IEEE Trans. on MTT. 2003. V. 51, N 12. P. 2347-2354. 6. *Dounavis A., Achar R., Nakhla M.* A General Class of Passive Macromodels for Lossy Multiconductor Transmission Lines // IEEE Trans. On MTT. 2001. V. 49, N 10. P. 1686 – 1696. 7. *Saraswat D., Achar R., Nakhla M.S.* Passive Reduction Algorithm for RLC Interconnect Circuits With Embedded State-Space Systems // IEEE Trans. on MTT. 2004. V. 52, N 9, P.2215-2226. 8. *Antonini G.* A New Methodology for the Transient Analysis of Lossy and Dispersive Multiconductor Transmission Lines // IEEE Trans. on MTT. 2004. V. 52, N 9. P. 2227-2239. 9. *Власенко Л.А., Руткас А.Г.* Переходные процессы в многопроводной линии передачи с сосредоточенными элементами на выходе. I. Линия без дисперсии // Радиоэлектроника и информатика. 2009. №1. С.9-15. 10. *Власенко Л.А., Руткас А.Г.* Переходные процессы в многопроводной линии передачи с сосредоточенными элементами на выходе. II. Линия с дисперсией // Радиоэлектроника и информатика. 2010. №1. С.4-11. 11. *Бразма Н.А., Мышкис А.Д.* Закон сохранения энергии в теории обобщенных систем телеграфных уравнений // ПММ. 1951. Т. XV, С. 495-500. 12. *Хаяси С.* Волны в линиях электропередачи. М.-Л.: ГЭИ, 1960. 343 с. 13. *Каганов З.Г.* Электрические цепи с распределенными параметрами и цепные схемы. М.: Энергоатомиздат, 1990. 248 с. 14. *Paul C.R.* Analysis of Multiconductor Transmission Lines. New York: John Wiley Sons. Inc., 1994. 15. *Баскаков С.И.* Радиотехнические цепи с распределенными параметрами. М.: Высш. шк., 1980. 152 с. 16. *Смирнов В.И.* Курс высшей математики. М.: ГИФМЛ, 1958. 628 с. 17. *Rutkas A.G., Vlasenko L.A.* Existence, uniqueness and continuous dependence for implicit semilinear functional differential equations // Nonlinear Analysis. TMA. 2003. Vol.55, № 1-2. P.125-139. 18. *Vlasenko L.A.* On a class of neutral functional differential equations // Functional Differential Equations. 2006. Vol.13, № 2. P.305-321. 19. *Власенко Л.А.* Эволюционные модели с неявными и вырожденными дифференциальными уравнениями. Днепропетровск: Системные технологии, 2006. 273 с.

Харьковский национальный
университет им. В.Н. Каразина

Поступила в редколлегию 12.02.2010

УДК 621.396.67

А.В. УСИНА, канд. физ.-мат. наук, С.В. ПОМАЗАНОВ

ПРИМЕНЕНИЕ МНОГОКАНАЛЬНОГО ЗОНДА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СОВРЕМЕННЫХ АНТЕННЫХ СИСТЕМ

Введение

При разработке и производстве ФАР различных типов, например широкополосных многоканальных фазированных антенных решеток (МФАР) с широкоугольным сканированием, активных ФАР (АФАР), объем измерений зависит от числа каналов, возможных форм лучей, количества положений луча в пространственном секторе углов, количества рабочих частот, режимов работы, возможности адаптации ДН к изменению радиолокационной обстановки и ряда других факторов [1 – 5]. Поэтому задачи экономии ресурса, снижения затрат времени и средств на проведение настройки и испытаний МФАР приобретают все большее значение. В работе рассматриваются вопросы измерения характеристик ФАР с применением многоканального зонда.

Постановка задачи

Настройка ФАР выполняется на автоматизированных измерительных комплексах (АИК) в ближней зоне излучения [6, 7]. По измеренному амплитудно-фазовому распределению (АФР) поля проводятся расчеты АФР на апертуре и пространственной ДН, оцениваются параметры ФАР и определяются комплексные поправки для проведения настройки [8]. Наиболее существенным недостатком метода является большое время сканирования, что приводит к необходимости проведения калибровочных измерений для уменьшения погрешности определения фазового распределения, обусловленной изменением температуры аппаратуры АИК и самой ФАР за время измерений.

Для настройки и проведения измерений параметров ФАР используют, как правило, амплифазометрический, коммутационный, динамический методы и метод фокусировки. При этом в режиме ПЕРЕДАЧА проведение настройки и измерений параметров ФАР имеют свои особенности, обусловленные требованиями безопасности. Для измерения АФР на апертуре АФАР нашли применение «метод перемещающегося пятна» рис. 1 и «техника наложения» рис. 2, которые существенно повышают точность и надежность измерений по сравнению с существующими методами [9, 10]. В отличие от измерения диаграмм направленности в режиме ПРИЕМ, когда группа или все приемопередающие модули (ППМ) АФАР включены с соответствующим амплитудным и фазовым распределением, при измерении параметров или калибровке АФАР в режиме ПЕРЕДАЧА в каждый момент времени включён только калибруемый или измеряемый ППМ. Измерения производятся при последовательном сканировании зондом в заданной области апертуры.

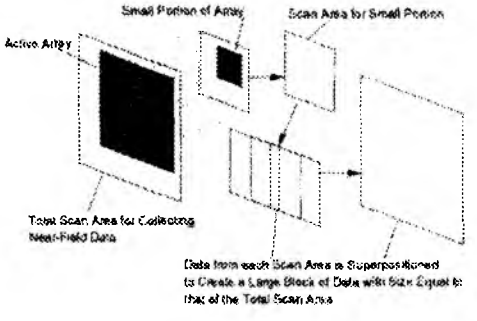


Рис. 1

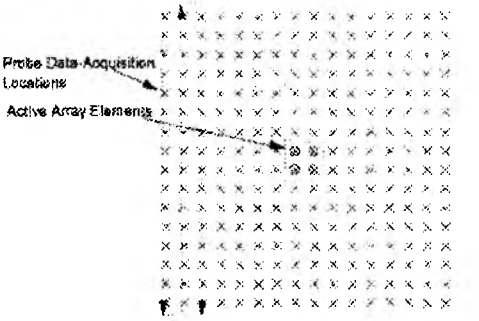


Рис. 2

Цель исследований

Основным недостатком рассмотренного метода является резкое увеличение времени измерений. Поэтому целью данной работы является разработка предложений по использованию многоэлементного измерительного зонда при измерении ближнего поля ФАР в интересах улучшения временных и точностных характеристик измерительной системы.

Для сокращения времени измерений целесообразно использовать многоканальный зонд (МЗ), выполненный на основе элементов исследуемой ФАР. Это оправдано тем, что при изготовлении ФАР закладывается эксплуатационный запас модулей, которые должны пройти наработку на отказ перед помещением в ЗИП (Запасные части, Инструменты, Принадлежности).

Для МЗ могут быть также использованы экспериментальные образцы приемо-переда-ющих модулей, созданные на этапах технического и рабочего проектирования. Применение такого МЗ позволяет учесть и снизить влияние отражений между ФАР и МЗ, а также расширяет возможности измерительного комплекса [11]. В частности, возможна экспериментальная оценка взаимного влияния элементов ФАР, определение ДН элемента ФАР в составе решетки и др.

Попытка сократить время измерений за счет увеличения скорости перемещения зонда неизбежно приводит к увеличению динамических нагрузок на каретки сканера, интенсивному износу сканера, увеличению вибраций, росту ошибок позиционирования зонда и погрешностей измерения АФР за счет уменьшения времени усреднения [12].

Особенности применения МЗ в системах измерения ближнего поля ФАР

При использовании коллиматорного или интегрального многоканального зонда (ИМЗ), представляющего собой систему антенн, подключенных через сумматор к общему тракту передачи сигнала, резко сокращается время измерения эквивалентных АФР, повышается точность установки ИМЗ по одной из координат, уменьшаются вибрации конструкции, возникающие при перемещении зонда [12]. Однако при использовании такого ИМЗ можно синтезировать только интегральные (главные) сечения ДН, сложно выявить причины, вызвавшие отклонения параметров ФАР от расчетных значений и практически отсутствует возможность расчета пространственных ДН и АФР на апертуре.

При использовании в каналах МЗ многоканального переключателя (МП) или фазовращателей (ФВ), наряду с интегральным измерением АФР поля появляется возможность выделения коммутационным методом сигналов от каждого излучателя из суммарного сигнала на выходе МЗ, что позволяет рассчитать пространственную ДН и АФР на апертуре. При конструировании МЗ в виде линейной ФАР возникают те же проблемы, что и при разработке ФАР [12].

Поскольку рабочая полоса частот МЗ определяется размерами его элементов на нижней рабочей частоте и пространственным сектором углов определения параметров МФАР на максимальных углах сканирования на верхней рабочей частоте, то для повышения широкополосности излучающих элементов МЗ их физические размеры должны быть электрически достаточно большими [13, 14].

Такие МЗ обладают следующими недостатками:

– на выходе МЗ присутствует большой суммарный фоновый сигнал от отключаемых (закрытых) или некоммутируемых каналов;

– сложно реализовать высокую точность измерений АФР при коммутации элементов МЗ или при выделении сигнала от отдельного излучателя МЗ при большом числе каналов;

– сложно обеспечить требуемое расстояние между элементами МЗ в широком диапазоне частот при большом пространственном секторе сканирования;

– взаимная связь между элементами МЗ ограничивает максимальный угол сканирования;

– МЗ с большой развязкой между каналами существенно ослабляет сигнал;

– КСВ закрытых каналов достаточно высокий (либо при введении дополнительных переключателей и согласованных нагрузок сам МЗ оказывается сложным).

Частично эти недостатки можно исправить, используя линейную структуру фазового и относительную симметрию амплитудного распределений при любом положении луча МФАР в пространстве. Для этого в каналы с четными номерами МЗ можно включить фиксированные ФВ, обеспечивающие сдвиг фазы сигнала от половины излучателей на 180° перед их суммированием [12]. Такая конструкция МЗ обеспечивает адаптивную компенсацию фонового сигнала, значительно снизив его уровень, и повышает точность определения амплитуды и фазы сигналов в каналах МЗ коммутационным методом [15]. Замена запираемых каналов на каналы с согласованными входами ФВ снижает уровень отражения сигналов от МЗ и ослабляет влияние МЗ на поле исследуемой МФАР. Для увеличения развязки между МЗ и МФАР можно установить согласованный поглотитель.

Предложенную в [12] конструкцию МЗ можно оптимизировать путем исключения вспомогательных ФВ и внесения 180° фазового сдвига в четные каналы МЗ штатными ФВ. Предварительно следует провести индивидуальные измерения параметров ФВ каждого элемента МЗ и создать файл, содержащий значения вносимых потерь и реальных фазовых сдвигов при всех комбинациях управляющих сигналов в рабочей полосе частот. Этот файл используется при обработке результатов измерений для повышения точности определения амплитуды и фазы сигналов в каналах МЗ.

Измерение характеристик современных антенных систем (АС) проводят, как правило, в ближней зоне голографическим (амплифазометрическим) методом. На ошибки измерений ближнего поля АС влияет ряд факторов, одним из которых являются переотражения от элементов измерительного комплекса (ИК) (стен, пола, потолка, сканера) и апертуры АС. Переотражения от элементов ИК искажают распределение поля в ближней зоне, но могут быть снижены за счет укрытия их радиопоглощающим материалом. Взаимные переотражения между измерительным зондом и исследуемой АС принципиально нельзя исключить, а эти переотражения вносят наибольший вклад в ошибку определения ближнего поля исследуемой АС [11].

Существующие методы уменьшения влияния взаимных переотражений за счет многократных повторений измерений АФР при различных расстояниях между МЗ и ФАР [11] обладают рядом недостатков (увеличение времени сканирования, ошибки позиционирования зонда, температурный уход параметров измерительной аппаратуры и др.), поэтому для повышения их точности и оперативности целесообразно использовать многоканальный зонд с пространственно разнесенными элементами [16].

Таким образом, основное противоречие при конструировании широкополосных МЗ – обеспечение требуемого расстояния между крупногабаритными излучающими элементами МЗ устраняется за счет их пространственного разнесения. Достаточно большие габариты вертикальной колонны сканера, обусловленные конструктивными требованиями, предоставляют возможность конструктивно выполнить МЗ в виде разнесенных в пространстве излучателей. В свою очередь, это позволяет снизить взаимное влияние между излучателями при высокой эквивалентной плотности их размещения по вертикали и обеспечить требуемую разрешающую способность расчета АФР на апертуре и высокую точность определения ДН в широком секторе углов.

Отметим, что одним из преимуществ МЗ является возможность расширения полосы рабочих частот за счет применения широкополосных излучателей, однако при этом особое внимание необходимо уделять вопросам калибровки измерительных каналов МЗ [17].

Контроль параметров измерительных каналов МЗ должен проводиться в начале и конце цикла измерения по сигналу от неподвижного зонда (НЗ). Для оценки результатов контроля комплексных коэффициентов передачи каналов МЗ, полученных в условиях облучения неплоской волной, следует использовать нормирующие коэффициенты (НК), учитывающие условия размещения НЗ. НК определяются путем последовательного облучения одного и того же элемента ФАР зондирующим сигналом от НЗ с жестко фиксированным расположением относительно излучателей МЗ и подвижного зонда (ПЗ), который в процессе калибровки устанавливается против каждого излучателя МЗ. Последовательно производится две операции измерения

комплексных коэффициентов передачи, соответственно, от НЗ и ПЗ. Результаты измерений используются для расчета НК, которые считаются неизменными и используются при работе МЗ.

При создании МЗ для измерения параметров ФАР необходима разработка оптимальных по электрическим и массогабаритным параметрам широкополосных излучающих элементов, совместимых с интегральными схемами СВЧ фазовращателей. Этим требованиям удовлетворяют открытые планарные щелевые излучатели, работающие в многооктавной полосе частот. На их основе можно создавать технологичные широкополосные МЗ [18].

Выводы

Предложенный в данной работе многоканальный зонд с пространственным разнесением измерительных каналов позволяет увеличить эквивалентную плотность размещения излучающих элементов и, в то же время, ослабить влияние МЗ на поле исследуемой ФАР. Адаптивная компенсация фонового сигнала и использование априорной информации о величинах вносимых потерь и реальных фазовых сдвигов при всех комбинациях управляющих сигналов в рабочей полосе частот повышает эффективность применения коммутационного метода для разделения сигналов от отдельных каналов и позволяет повысить точность измерения двумерных массивов АФР исследуемых ФАР.

Применение МЗ приводит к сокращению времени и стоимости проведения испытаний МФАР с широкоугольным сканированием в широкой полосе рабочих частот, АФАР, а также ФАР других типов и обеспечивает экономию ресурса ФАР и ИК.

Список литературы: 1. *Активные* фазированные антенные решетки / Под ред. *Воскресенского Д.И.* и *Канащенкова А.И.* М.: Радиотехника, 2004. 488 с. 2. *Skolnik M. I.* Radar Handbook The McGraw-Hill Companies, 2008. 1328p. 3. *Mailloux R.J.* Phased array antenna handbook. Boston: Artech House, 2005, 508 p. 4. *Balanis C. A.* Antenna Theory: Analysis and Design. New York. Wiley, 2005. 1136 pp. 5. *Balanis C. A.* Modern antenna handbook. New York. Wiley, 2008. 1700 pp. 6. *Методы* измерения параметров излучающих систем в ближней зоне / Л.Д. Бахрах и др. Л.: Наука, 1985. 272 с. 7. *Slater, Dan,* Near-field antenna measurements / Boston: Artech House, 1991, 310 p. 8. *Основные* тенденции развития ближнезонных методов измерения характеристик антенн. Ч.2. Методы контроля, настройки и измерения параметров ФАР / В.А. Усин, В.И. Марков, С.В. Помазанов, А.В. Усина, А.Б. Филоненко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2010. Вып. 160. С. 213-227. 9. *Couper, P.; Thompson, K.; Davis, R.; Barnes, T.* Active Array High-Power Superposition Near-Field Measurement Technique: Results, Analysis, and Practical Considerations // Proc. of the AMTA 2000, p. 198, 2000-06-07. 10. *Hoffman, J.; Galebach, B.L.; Thompson, K.* High power superposition for active array transmit pattern measurement. // Proc. of the AMTA 1995, p. 300, 1995-09-02. 11. *Kaplan, L.J.; Scott, W.G.; Wilson, R.E.* The Quadrille, an error reduction procedure for planar near field measurements, AMTA 1997, 1997-03-03 – p. 90. 12. *Усин В.А., Марков В.И., Анохина О.Д., Рожнятовская Л.В., Усина А.В.* Многоканальный зонд для измерений параметров антенн апертурно-зондовым методом // 15 Междунар. Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'05). Севастополь, 12-16 сентября 2005 г.: Материалы конф. В 2-х т. Т. 2, с. 713-714. 13. *The art and the science of ultra-wideband antennas* / Schantz H. Artech house, 2005. 269pp. 14. *W.L. Stutzman and C.G. Buxton*, Radiating Elements for Wideband Phased Arrays // Microwave Journal. Vol. 43, No. 2, February 2000. P. 130-141. 15. *Коммутационный* метод измерения характеристик ФАР / Г.Г. Бубнов, С.М. Никулин, Ю.Н. Серяков, С.А. Фурсов. М.: Радио и связь, 1988. 120 с. 16. *Усин В.А., Марков В.И., Рожнятовская Л.В., Усина А.В.* Применение пространственно разнесенной многозондовой системы для измерения параметров ФАР // 16 Междунар. Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'06). Севастополь, 11-15 сентября 2006 г.: Материалы конф. В 2-х т. Т 2. С. 821-822. 17. *Calibration* of multi-probe antenna measurement system using test zone field compensation / Toivanen, J.T.; Laitinen, T.A.; Pivnenko, S.; Nyberg, L. // 3rd European Conference on Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. Page(s): 2916 – 2920. 18. *Knott P., Stuckert A.P.* / Design of an antenna array for a wideband receiving system // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. Page(s): 1 – 4.

Харьковский государственный университет питания и торговли
Антрацитовский техникум радиоэлектронного приборостроения

Поступила в редколлегию 07.02.2010

УДК 621.314.26

Ю. Б. ГИМПИЛЕВИЧ, д-р техн. наук, И. Б. ШИРОКОВ, канд. техн. наук, С. Н. ПОЛИВКИН

ОБОБЩЕННАЯ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ГОМОДИННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ ПРИ ДИСКРЕТНОМ ИЗМЕНЕНИИ ФАЗЫ ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА

Введение

При построении радиотехнических систем широко используют гомодинные методы преобразования частот [1 – 3]. Достоинствами оборудования, построенного на основе этих методов, является простота аппаратурной реализации и повышенная стабильность. Суть гомодинных методов заключается в использовании одного и того же генератора для формирования как зондирующего сигнала, так и сигнала гетеродина (опорного сигнала).

В предыдущих работах авторов [4, 5] рассмотрен случай периодического изменения фазы зондирующего сигнала по линейному (в пределах периода) закону. При этом получены аналитические соотношения для расчетов амплитуд и начальных фаз гармоник разностного тока гомодинного преобразователя. Эти соотношения позволяют оценить результаты гомодинного преобразования частоты для целого ряда практически важных случаев. В работах [6, 7] показано, что для получения приемлемых метрологических характеристик необходимо обеспечить высокую точность установки фазового сдвига зондирующего сигнала и высокую линейность зависимости этого сдвига от времени. При несоблюдении этих требований возникают погрешности гомодинного преобразования частоты, снижающие точность радиотехнической системы в целом. На практике создание управляемого линейного фазовращателя с приемлемыми характеристиками представляет собой сложную и не всегда решаемую задачу, особенно в диапазоне сантиметровых и миллиметровых волн.

Устранить указанный недостаток можно путем перехода от непрерывного к дискретному изменению фазы зондирующего сигнала. Это утверждение основано на возможности аппроксимации линейной функции ступенчатой функцией. Такой подход позволяет при настройке управляемого фазовращателя с высокой точностью установить дискретные значения вносимого фазового сдвига на каждом шаге коммутации. В результате это обеспечит высокие метрологические характеристики радиотехнического оборудования.

Целью работы является получение обобщенных соотношений для расчета амплитуд и начальных фаз всех гармоник разностного тока гомодинного преобразователя частоты при дискретном изменении фазы зондирующего сигнала. Анализ проведен для произвольного числа дискретных значений фазового сдвига в пределах периода.

Анализ гомодинного преобразователя при произвольном числе дискретных значений фазового сдвига

Рассмотрим случай периодического дискретного изменения фазы зондирующего сигнала. Этот случай реализуется применением в канале зондирующего сигнала дискретного фазовращателя, на выходе которого фаза $\theta(t)$ сигнала изменяется дискретно по периодическому закону. Рассмотрим общий случай, при котором число дискретных значений фазового сдвига в пределах периода T равно m (m – целое число), а $\theta(t)$ изменяется с шагом $\Delta\theta = 2\pi/m$. При этом достигается ступенчатая аппроксимация линейной функции (рис. 1).

Запишем аналитическое выражение, описывающее ступенчатую периодическую функцию $\theta(t)$ на интервале, равном периоду:

$$\theta(t)=\begin{cases}0 & if \quad 0<t<\dfrac{T}{m};\\ \Delta\theta & if \quad \dfrac{T}{m}<t<\dfrac{2T}{m};\\ 2\Delta\theta & if \quad \dfrac{2T}{m}<t<\dfrac{3T}{m};\\ \ldots\ldots\ldots\

Запишем выражение для спектральной плотности фрагмента сигнала (3) на интервале времени $0\ldots T$. С учетом спектральной плотности одиночного прямоугольного импульса и теоремы сдвига [8] это выражение приобретает вид

$$I_{\text{р}}(\text{j}\omega)=\frac{T}{m}\frac{\sin\left(\frac{\omega T}{2m}\right)}{\frac{\omega T}{2m}}\left[I_1+I_2\text{e}^{-\text{j}\omega\frac{T}{m}}+I_3\text{e}^{-\text{j}\omega\frac{2T}{m}}+\ldots+I_m\text{e}^{-\text{j}\omega\frac{T(m-1)}{m}}\right]\text{e}^{-\text{j}\omega\frac{T}{m}}. \qquad (4)$$

С учетом правила, приведенного в [8], комплексные амплитуды гармоник спектра периодического процесса можно записать в виде

$$\dot{I}_n=\frac{2}{T}I_{\text{р}}(\text{j}n\Omega), \qquad (5)$$

где n – номер гармоники; $\Omega=2\pi/T$ – круговая частота.

Подставляя в (5) выражения (4), получаем:

$$\dot{I}_n=\frac{2k_{\text{и}}}{m}\frac{\sin\left(\frac{\pi n}{m}\right)}{\frac{\pi n}{m}}\left[I_1+I_2\text{e}^{-\text{j}\frac{2\pi n}{m}}+I_3\text{e}^{-\text{j}\frac{4\pi n}{m}}+\ldots+I_m\text{e}^{-\text{j}\frac{2\pi(m-1)n}{m}}\right]\text{e}^{-\text{j}\frac{\pi n}{m}}. \qquad (6)$$

Применим формулу Эйлера для членов в квадратных скобках. В результате получим:

$$\dot{I}_n=\frac{2k_{\text{и}}}{m}\frac{\sin\left(\frac{\pi n}{m}\right)}{\frac{\pi n}{m}}\left\{\left[I_1+I_2\cos\left(\frac{2\pi n}{m}\right)+I_3\cos\left(\frac{4\pi n}{m}\right)+\ldots+I_m\cos\left(\frac{2\pi(m-1)n}{m}\right)\right]+\right.$$
$$\left.+\text{j}\left[I_2\sin\left(\frac{2\pi n}{m}\right)+I_3\sin\left(\frac{4\pi n}{m}\right)+\ldots+I_m\sin\left(\frac{2\pi(m-1)n}{m}\right)\right]\right\}\text{e}^{-\text{j}\frac{\pi n}{m}}. \qquad (7)$$

Используя (3), подставим в (7) значения для $I_1, I_2, \ldots I_m$ и выделим реальную и мнимую части выражения в фигурных скобках:

$$\text{Re}=\cos\varphi_{\text{и}}+\cos\left(\frac{2\pi n}{m}\right)\cos\left(\frac{2\pi}{m}+\varphi_{\text{и}}\right)+\cos\left(\frac{4\pi n}{m}\right)\cos\left(\frac{4\pi}{m}+\varphi_{\text{и}}\right)+\ldots$$
$$\ldots+\cos\left(\frac{2\pi(m-1)n}{m}\right)\cos\left(\frac{2\pi(m-1)}{m}+\varphi_{\text{и}}\right); \qquad (8)$$
$$\text{Im}=\sin\left(\frac{2\pi n}{m}\right)\cos\left(\frac{2\pi}{m}+\varphi_{\text{и}}\right)+\sin\left(\frac{4\pi n}{m}\right)\cos\left(\frac{4\pi}{m}+\varphi_{\text{и}}\right)+\ldots$$
$$\ldots+\sin\left(\frac{2\pi(m-1)n}{m}\right)\cos\left(\frac{2\pi(m-1)}{m}+\varphi_{\text{и}}\right). \qquad (9)$$

Преобразуем (8), используя формулу произведения косинусов, а (9) – формулу произведения синуса и косинуса. В результате получим:

$$\text{Re}=\cos\varphi_{\text{и}}+\frac{1}{2}\left[\cos\left(\frac{2\pi(n-1)}{m}-\varphi_{\text{и}}\right)+\cos\left(\frac{2\pi(n+1)}{m}+\varphi_{\text{и}}\right)+\ldots\right.$$
$$\left.\ldots+\cos\left(\frac{2\pi(m-1)(n-1)}{m}-\varphi_{\text{и}}\right)+\cos\left(\frac{2\pi(m-1)(n+1)}{m}+\varphi_{\text{и}}\right)\right];$$
$$\text{Im}=\frac{1}{2}\left[\sin\left(\frac{2\pi(n-1)}{m}-\varphi_{\text{и}}\right)+\sin\left(\frac{2\pi(n+1)}{m}+\varphi_{\text{и}}\right)+\ldots\right.$$
$$\left.+\sin\left(\frac{2\pi(m-1)(n-1)}{m}-\varphi_{\text{и}}\right)+\sin\left(\frac{2\pi(m-1)(n+1)}{m}+\varphi_{\text{и}}\right)\right].$$

Введем следующие обозначения, которые облегчат выкладки:

$$\frac{2\pi(n-1)}{m}=\alpha;\qquad \frac{2\pi(n+1)}{m}=\beta. \tag{10}$$

С учетом этого предыдущую пару формул можно представить следующим образом:

$$\mathrm{Re}=\cos\varphi_{и}+\frac{1}{2}\Big[\cos\varphi_{и}\left(\cos\alpha+\cos 2\alpha+\ldots+\cos(m-1)\alpha\right)+\cos\varphi_{и}\left(\cos\beta+\cos 2\beta+\ldots+\cos(m-1)\beta\right)+$$

$$+\sin\varphi_{и}\left(\sin\alpha+\sin 2\alpha+\ldots+\sin(m-1)\alpha\right)-\sin\varphi_{и}\left(\sin\beta+\sin 2\beta+\ldots+\sin(m-1)\beta\right)\Big]; \tag{11}$$

$$\mathrm{Im}=\frac{1}{2}\Big[\cos\varphi_{и}\left(\sin\alpha+\sin 2\alpha+\ldots+\sin(m-1)\alpha\right)+\cos\varphi_{и}\left(\sin\beta+\sin 2\beta+\ldots+\sin(m-1)\beta\right)-$$

$$-\sin\varphi_{и}\left(\cos\alpha+\cos 2\alpha+\ldots+\cos(m-1)\alpha\right)+\sin\varphi_{и}\left(\cos\beta+\cos 2\beta+\ldots+\cos(m-1)\beta\right)\Big]. \tag{12}$$

Воспользуемся известными из тригонометрии соотношениями [9]:

$$\cos\alpha+\cos 2\alpha+\ldots+\cos k\alpha=\frac{\cos\frac{\alpha}{2}-\cos\frac{(2k+1)\alpha}{2}}{2\sin\frac{\alpha}{2}};$$

$$\sin\alpha+\sin 2\alpha+\ldots+\sin k\alpha=\frac{\sin\frac{(2k+1)\alpha}{2}-\sin\frac{\alpha}{2}}{2\sin\frac{\alpha}{2}}.$$

С учетом этих соотношений, полагая $k=(m-1)$, выражения (11) и (12) приведем к виду:

$$\mathrm{Re}=\cos\varphi_{и}\left[1+\frac{\cos\left(\pi(n-1)\right)\sin\left(\frac{\pi}{m}(m-1)(n-1)\right)}{2\sin\left(\frac{\pi}{m}(n-1)\right)}+\frac{\cos\left(\pi(n+1)\right)\sin\left(\frac{\pi}{m}(m-1)(n+1)\right)}{2\sin\left(\frac{\pi}{m}(n+1)\right)}\right]+$$

$$+\sin\varphi_{и}\left[\frac{\sin\left(\pi(n-1)\right)\sin\left(\frac{\pi}{m}(m-1)(n-1)\right)}{2\sin\left(\frac{\pi}{m}(n-1)\right)}-\frac{\sin\left(\pi(n+1)\right)\sin\left(\frac{\pi}{m}(m-1)(n+1)\right)}{2\sin\left(\frac{\pi}{m}(n+1)\right)}\right]; \tag{13}$$

$$\mathrm{Im}=\cos\varphi_{и}\left[\frac{\sin\left(\pi(n-1)\right)\sin\left(\frac{\pi}{m}(m-1)(n-1)\right)}{2\sin\left(\frac{\pi}{m}(n-1)\right)}+\frac{\sin\left(\pi(n+1)\right)\sin\left(\frac{\pi}{m}(m-1)(n+1)\right)}{2\sin\left(\frac{\pi}{m}(n+1)\right)}\right]-$$

$$-\sin\varphi_{и}\left[\frac{\cos\left(\pi(n-1)\right)\sin\left(\frac{\pi}{m}(m-1)(n-1)\right)}{2\sin\left(\frac{\pi}{m}(n-1)\right)}-\frac{\cos\left(\pi(n+1)\right)\sin\left(\frac{\pi}{m}(m-1)(n+1)\right)}{2\sin\left(\frac{\pi}{m}(n+1)\right)}\right] \tag{14}$$

Учтем, что

$$\cos\left(\pi(n-1)\right)=\cos\left(\pi(n+1)\right)=(-1)^{n+1}; \tag{15}$$

$$\sin\left(\pi(n-1)\right)=\sin\left(\pi(n+1)\right)=0. \tag{16}$$

С учетом этого формулы (13) и (14) примут вид:

$$\mathrm{Re} = \cos\varphi_{и}\left\{1+(-1)^{n+1}\frac{1}{2}\left[\frac{\sin\left(\frac{\pi}{m}(m-1)(n-1)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{m}(n-1)\right)}+\frac{\sin\left(\frac{\pi}{m}(m-1)(n+1)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{m}(n+1)\right)}\right]\right\}; \tag{17}$$

$$\mathrm{Im} = -\sin\varphi_{и}(-1)^{n+1}\frac{1}{2}\left[\frac{\sin\left(\frac{\pi}{m}(m-1)(n-1)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{m}(n-1)\right)}-\frac{\sin\left(\frac{\pi}{m}(m-1)(n+1)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{m}(n+1)\right)}\right]. \tag{18}$$

Представим части выражений (17) и (18) в квадратных скобках следующим образом:

$$\frac{\sin\left(\frac{\pi}{m}(m-1)(n-1)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{m}(n-1)\right)} = \frac{\sin\left(\pi(n-1)\right)\cos\left(\frac{\pi}{m}(n-1)\right)-\cos\left(\pi(n-1)\right)\sin\left(\frac{\pi}{m}(n-1)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{m}(n-1)\right)}; \tag{19}$$

$$\frac{\sin\left(\frac{\pi}{m}(m-1)(n+1)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{m}(n+1)\right)} = \frac{\sin\left(\pi(n+1)\right)\cos\left(\frac{\pi}{m}(n+1)\right)-\cos\left(\pi(n+1)\right)\sin\left(\frac{\pi}{m}(n+1)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{m}(n+1)\right)}. \tag{20}$$

Преобразуем (19) и (20) с учетом (15) и (16). Заметим, что в выражении (19) при $n = qm+1$ и в выражении (20) при $n = qm-1$ (q – любое целое неотрицательное число) возникают неопределенности типа $0/0$, которые раскроем с помощью правила Лопиталя. В результате получаем:

$$\frac{\sin\left(\frac{\pi}{m}(m-1)(n-1)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{m}(n-1)\right)} = \begin{cases}(-1)^{n} & if \quad n \neq qm+1\\ (-1)^{n+1}(m-1) & if \quad n = qm+1\end{cases}; \tag{21}$$

$$\frac{\sin\left(\frac{\pi}{m}(m-1)(n+1)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{m}(n+1)\right)} = \begin{cases}(-1)^{n} & if \quad n \neq qm-1\\ (-1)^{n+1}(m-1) & if \quad n = qm-1\end{cases}. \tag{22}$$

Подставляя (21) и (22) в (17) и (18), приходим к следующим выражениям:

$$\mathrm{Re} = \begin{cases}0 & if \quad n \neq qm+1\,;\, n \neq qm-1\\ \frac{m}{2}\cos\varphi_{и} & if \quad n = qm+1\,,\, n = qm-1\end{cases}; \tag{23}$$

$$\mathrm{Im} = \begin{cases}0 & if \quad n \neq qm+1\,;\, n \neq qm-1\\ \frac{m}{2}\sin\varphi_{и} & if \quad n = qm+1\,,\, n = qm-1\end{cases}. \tag{24}$$

Подставим (23) и (24) в (7). В результате получим следующее выражение для комплексных амплитуд гармоник спектра разностной составляющей тока:

$$\dot{I}_{n} = \begin{cases}0 & if \quad n \neq qm+1\,;\, n \neq qm-1\,;\\ k_{и}\dfrac{\sin\left(\frac{\pi n}{m}\right)}{\frac{\pi n}{m}}(\cos\varphi_{и}+\mathrm{j}\sin\varphi_{и})\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{\pi n}{m}} & if \quad n = qm+1\,;\, n = qm-1\,.\end{cases} \tag{25}$$

Из (25) следует, что в спектре отсутствуют все гармоники за исключением гармоник с номерами $n = qm \pm 1$. Используя (25), с учетом выражения для $k_{и}$, запишем выражения для амплитуд и для начальных фаз составляющих спектра разностного тока:

$$I_n = \begin{cases} 0 & if \quad n \neq qm+1 \; ; \; n \neq qm-1 \; ; \\ kU_{и}U_{оп}\left|\dfrac{\sin\left(\dfrac{\pi n}{m}\right)}{\dfrac{\pi n}{m}}\right| & if \quad n = qm+1 \; , \; n = qm-1 \; . \end{cases} \tag{26}$$

$$\psi_n = \begin{cases} \text{не определена} & if \quad n \neq qm+1 \; ; \; n \neq qm-1 \; ; \\ \varphi_{и} - \dfrac{\pi n}{m} + \arg\left[\sin\left(\dfrac{\pi n}{m}\right)\right] & if \quad n = qm+1 \; , \; n = qm-1 \; . \end{cases} \tag{27}$$

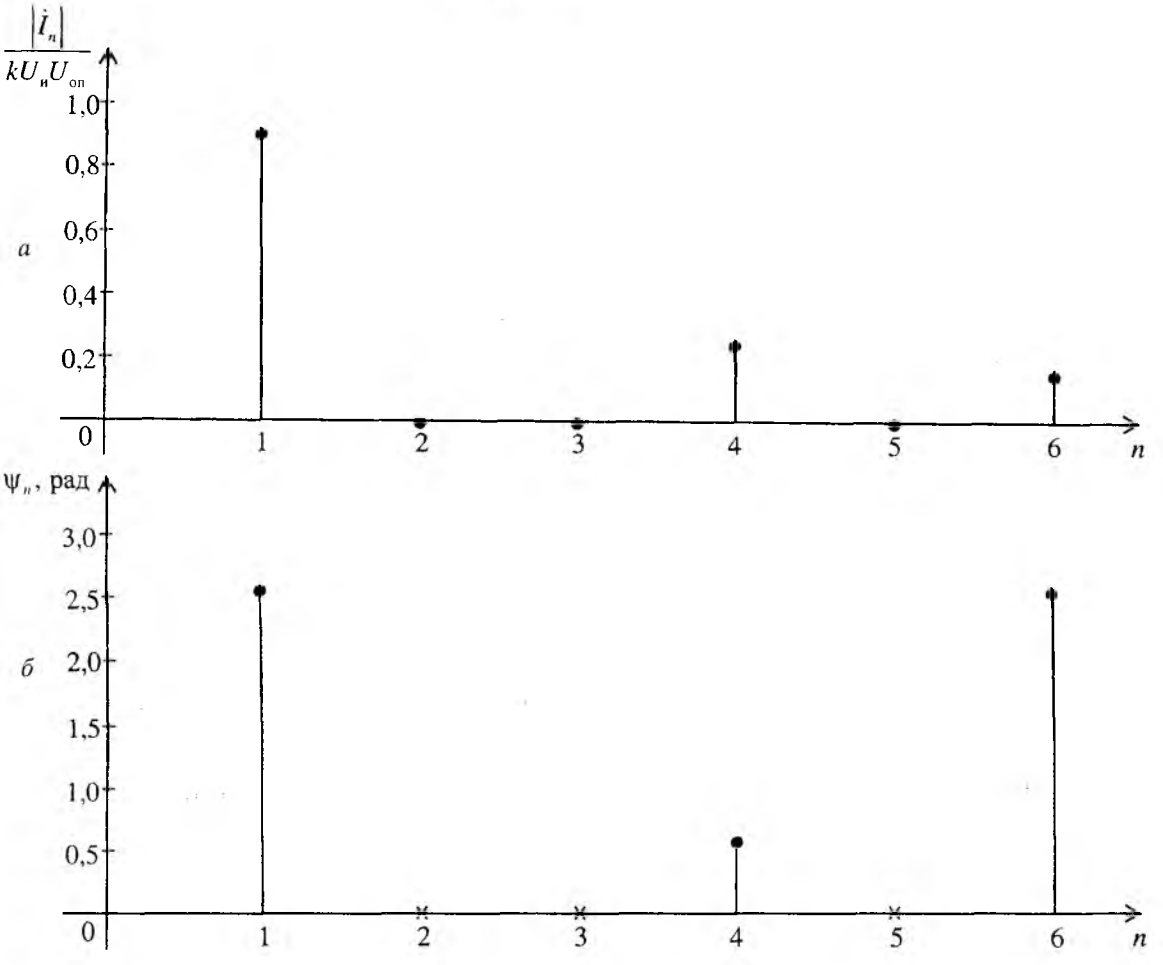


Рис. 2

Проанализируем некоторые свойства полученного спектра.

В спектре присутствует первая гармоника ($q = 0$), а также гармоники с номерами $m \pm 1$ ($q = 1$), $2m \pm 1$ ($q = 2$), $3m \pm 1$ ($q = 3$) и т.д.

Амплитуды гармоник прямо пропорциональны амплитуде измерительного сигнала, а начальные фазы с точностью до константы совпадают с начальной фазой измерительного сигнала. Амплитуды гармоник спектра уменьшаются с ростом номера гармоники.

С увеличением числа дискретных значений фазового сдвига m частотное расстояние между первой гармоникой и ближайшей к ней увеличивается, что улучшает условия для выделения первой гармоники с помощью полоснопропускающего фильтра.

Если число дискретных значений фазового сдвига m неограниченно увеличивать ($m \to \infty$), то из (26) и (27) следует, что в пределе в спектре остается только первая гармоника с

максимальной амплитудой $I_{1max} = kU_и U_{оп}$ и начальной фазой $\psi_1 = \varphi_и$, что, как известно [4, 5], соответствует линейному закону изменения фазового сдвига.

Пример спектрального анализа при пятиступенчатом изменении фазы сигнала

В качестве примера рис. 2, *a*, *b* изображены спектрограммы амплитуд и начальных фаз для случая $m = 5$. Спектрограммы рассчитаны с помощью формул (26) и (27). Спектрограмма амплитуд построена в нормированном виде. Нормировка проведена относительно максимальной величины амплитуды первой гармоники при линейном изменении фазового сдвига ($I_{1max} = kU_и U_{оп}$). Спектрограмма начальных фаз построена при $\varphi_и = \pi$.

Из рис. 2 следует, что при $m = 5$ в спектре присутствуют гармоники с номерами 1, 4, 6, 9, 11 и т.д. При этом амплитуда первой гармоники составляет 0,935 от I_{1max}. Частотное расстояние между первой и ближайшей к ней четвертой гармоникой составляет 3Ω.

Выводы

1. Проведен анализ гомодинного преобразования частоты при дискретном изменении начальной фазы зондирующего сигнала, что соответствует ступенчатой аппроксимации линейной зависимости. Анализ проведен в общем виде для произвольного числа дискретных значений фазового сдвига.

2. В аналитическом виде получены соотношения для расчета спектрограмм амплитуд и начальных фаз разностной составляющей тока, протекающей через нелинейный элемент преобразователя частоты. Показано, что в спектре разностной составляющей тока присутствуют только первая гармоника, а также гармоники с номерами $m \pm 1$, $2m \pm 1$, $3m \pm 1$ и т.д., где m – число дискретных значений фазового сдвига зондирующего сигнала.

3. Амплитуды гармоник спектра прямо пропорциональны амплитуде зондирующего сигнала, а начальные фазы с точностью до константы совпадают с начальной фазой зондирующего сигнала. Это позволяет при построении радиотехнической системы использовать любую из гармоник спектра. Амплитуды гармоник уменьшаются с ростом номера гармоники, поэтому для построения системы целесообразно использовать первую гармонику спектра, которая обладает наибольшей амплитудой.

4. Показано, что модель гомодинного преобразователя при дискретном изменении фазы зондирующего сигнала является более общей. Из этой модели как частный случай при предельном переходе ($m \to \infty$) вытекает модель с линейным изменением фазового сдвига.

5. Реализация гомодинного преобразователя с дискретным изменением начальной фазы зондирующего сигнала обеспечивает более высокие метрологические характеристики радиотехнической системы, поскольку в этом случае появляется возможность раздельной регулировки фазовых сдвигов, вносимых управляемым фазовращателем на каждом шаге.

Список литературы: 1. *Кошуринов Е.И.* Гомодинный радар с оптимальной обработкой непрерывного сигнала // IEEE 13-я Междунар. Крымск. Конф. «СВЧ-техника и телеком. технол.», Севастополь, Украина. Сентябрь 8-12, 2003, С. 737-739. 2. *Shirokov I.B.* The Multitag Microwave RFID System // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 57, Issue 5, Part 2, May 2009, pp. 1362 – 1369. 3. *Широков И.Б., Поливкин С.Н.* Контроль параметров вещества в пищевой промышленности радиоволновыми гомодинными методами // НТРЖ ОО «Белорусской инженерной академии». Инженерный вестник. 1(21)/3, Минск, 2006, с. 296-298. 4. *Гимпилевич Ю.Б., Широков И.Б.* Обобщенная математическая модель гомодинного метода преобразования частоты при периодическом изменении фазового сдвига зондирующего сигнала // Радиотехника. Всеукр. Межвед. Науч.-техн. Сб. 2006. Вып. 145. С. 130-134. 5. *Gimpilevich Yu.B., Shirokov I.B., Jandieri G.V.* The Analysis of Metrological Features of Homodyne Method of Frequency Transformation / Georgian Engineering News, №2, 2007, pp. 38-45. 6. *Гимпилевич Ю.Б., Широков И.Б.* Гомодинное преобразование частоты при неточной установке диапазона изменения фазового сдвига зондирующего сигнала // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. 2006. Т.49, № 10. С. 54-63. 7. *Гимпилевич Ю.Б., Широков И.Б.* Влияние нелинейности изменения фазового сдвига зондирующего сигнала на погрешность гомодинного преобразователя частоты // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. 2006. Т.49, № 12. С.20-28. 8. *Гоноровский И.С.* Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1986, 512 с. 9. *Выгодский М.Я.* Справочник по элементарной математике. М.: Наука, 1965. 424 с.

Севастопольский национальный технический университет

Поступила в редколлегию 11.03.2010

УДК 621.391

К.С. ВАСЮТА, канд. техн. наук

АНАЛИЗ СВОЙСТВ α - СТАБИЛЬНЫХ (МУЛЬТИФРАКТАЛЬНЫХ) ПРОЦЕССОВ В ПСЕВДОФАЗОВОМ ПРОСТРАНСТВЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ BDS СТАТИСТИКИ

В работах [1, 2] показано, что при обработке наблюдений в информационно-измерительных системах радио- и оптического диапазонов длин волн оправдано использование моделей сигналов и шумов с мультифрактальной структурой в псевдофазовом пространстве. Эти модели описывают негауссовские случайные процессы и поля со статистически зависимыми значениями. Очевидно, что наиболее часто используемые модели шумов в виде дельта коррелированного гауссовского или обобщенно-гауссовского процессов являются идеализацией реальной сигнально-помеховой обстановки. Такое упрощение модели наблюдения может влиять на качество обнаружения, фильтрации сигнала и оценки его параметров.

Рассматриваемая работа посвящена анализу свойств негауссовских мультифрактальных случайных процессов и мер их различия в признаковом (псевдофазовом) пространстве, в которое погружается (вкладывается) случайный процесс.

Известно, что фрактальные свойства стационарных нормальных случайных процессов описывает параметрическая модель приращений обобщенного броуновского движения, предложенная Мандельбротом [3]. Параметр модели H - показатель Херста (коэффициент самоподобия) определяет свойства монофрактальных процессов. Однако реальные случайные процессы нередко демонстрируют мультифрактальность, обусловленную, в ряде случаев, негауссовостью процессов, связанных с различными механизмами их формирования. Для описания широкого класса таких процессов находит применение фрактальная модель движения Леви [1]. Ориентируясь на численную реализацию этой модели, используем обобщенное линейное преобразование с ядром Мандельброта–Леви:

$$\Delta L_{\alpha,H}(t)=\frac{1}{\Gamma\left(H+\frac{1}{\alpha}\right)}\left[\left[\sum_{i=0}^{(t+1)\cdot n-1}\left((t+1)-\frac{i}{n}\right)^{H-\frac{1}{\alpha}}\xi_i t^{-\frac{1}{2}}\right]-\left[\sum_{i=0}^{(nt-1)}\left(\left(t-\frac{i}{n}\right)^{H-\frac{1}{\alpha}}-i^{H-\frac{1}{\alpha}}\right)\xi_i t^{-\frac{1}{2}}\right]\right], \quad (1)$$

где ξ_i, $i=1,2,...N$ – набор случайных чисел с α-стабильным распределением [4], t – дискретное время, n – параметр ядра, задающий конечное разрешение; M – время памяти ядра; H – показатель Херста. При $\alpha=2$ и выражение (1) описывает обобщенный Броуновский монофрактальный процесс, а при $H=1/2$ – нормальный процесс.

α -стабильное распределение описывает целый класс распределений, в который среди прочих входят и нормальный закон распределения и закон распределения Коши. Характеристическая функция процесса описывается следующим выражением [4] :

$$\Phi(t)=\begin{cases} e^{i\delta t-|\delta t|^{\alpha}\left(1-i\beta\frac{t}{|t|}tg\frac{\pi\alpha}{2}\right)}, & \alpha\neq 1 \\ e^{i\delta t-|\delta t|\left(1-i\beta\frac{2t}{\pi|t|}\ln|t|\right)}, & \alpha=1 \end{cases}, \quad (2)$$

где α – экспоненциальная характеристика стационарности $(0<\alpha\leq 2)$;– коэффициент симметрии $(-1\leq\beta\leq 1)$, δ – параметр положения. При $\alpha=2$ и $\beta=0$ выражение (1) описывает нормальный закон распределения, а при $\alpha=1$ и $\beta=0$ – распределение Коши.

Для генерации случайных величин с α-стабильным распределением можно использовать выражение [4]:

для $\alpha\neq 1$

$$\xi = S_{\alpha,\beta}\frac{\sin\{\alpha(V+B_{\alpha,\beta})\}}{\{\cos(V)\}^{1/\alpha}}\cdot\left[\frac{\cos\{V-\alpha(V+B_{\alpha,\beta})\}}{W}\right]^{(1-\alpha)/\alpha}, \quad (3)$$

где

$$S_{\alpha,\beta} = \left\{1+\beta^2\tan^2\left(\frac{\pi\alpha}{2}\right)\right\}^{1/(2\alpha)},$$

$$B_{\alpha,\beta} = \frac{\arctan\left(\beta\tan\frac{\pi\alpha}{2}\right)}{\alpha},$$

для $\alpha = 1$

$$\xi = \frac{2}{\pi}\left\{\left(\frac{\pi}{2}+\beta V\right)\tan V - \beta\ln\left(\frac{\frac{2}{\pi}W\cos V}{\frac{\pi}{2}+\beta V}\right)\right\}, \quad (4)$$

где V – случайная величина, сформированная на интервале $\left(-\frac{\pi}{2},\frac{\pi}{2}\right)$, W – экспоненциальная случайная величина с дисперсией, равной 1. На рис. 1 приведена временная реализация порождающего случайного процесса Леви (4) и соответствующий ей фазовый портрет.

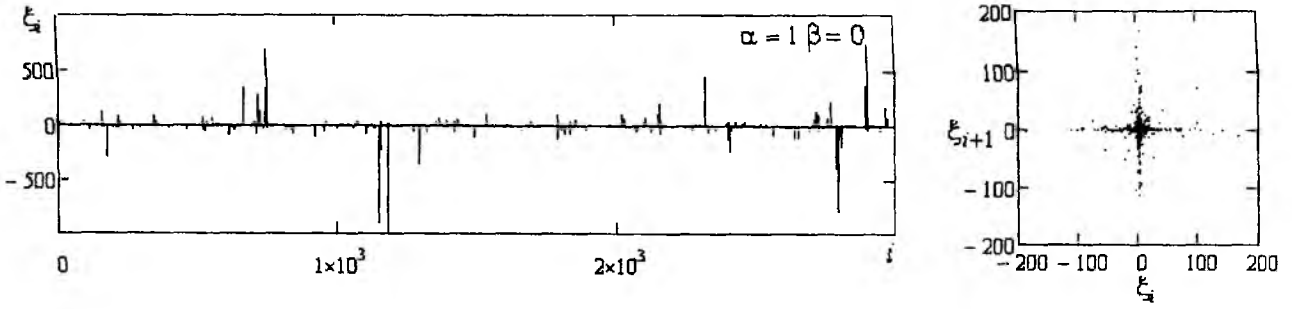


Рис. 1

На рис. 2 приведена временная реализация случайного фрактального процесса Леви (1) и соответствующий ей фазовый портрет.

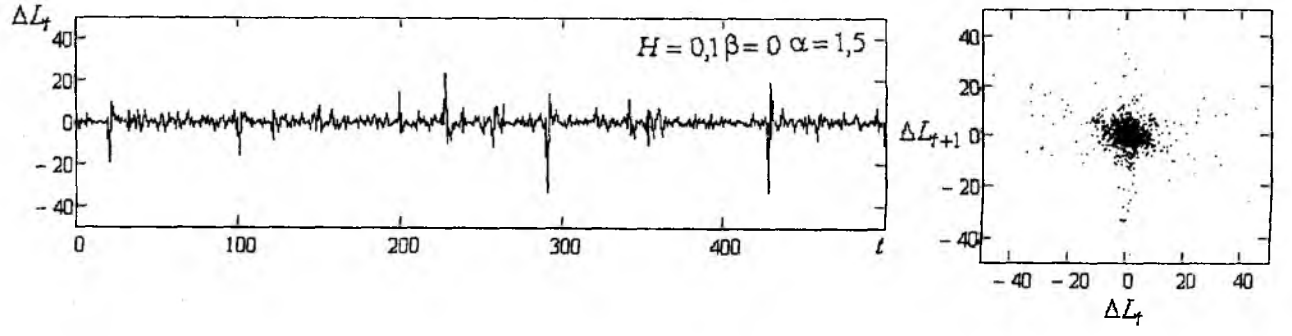


Рис. 2

Рассмотрим шкалирование случайных процессов Леви с использованием значений BDS статистик этих процессов, рассчитанных для множества значений параметров α *и* H.

В работе [5] показано, что из имеющихся в теории нелинейного анализа временных рядов тестов на зависимость в наблюдаемых данных достаточной мощностью обладает критерий, использующий BDS статистику. Он основан на статистической значимости корреляционной размерности процесса $\{x_i\} = [x_1, x_2, ..., x_N]$, вложенного в псевдофазовое пространст-

во заданной размерности m. Используя теорему Такенса, мы можем воссоздать фазовое пространство, задерживая имеющуюся временную реализацию наблюдаемого процесса:

$$x_1^m = (x_1, x_2, ..., x_m)$$
$$x_2^m = (x_2, x_3, ..., x_{m+1})$$
$$x_{N-m}^m = (x_{N-m}, x_{N-m+1}, ..., x_N)$$

Воспользуемся предложенным в работе [5] алгоритмом вычисления BDS статистики, в основе которой лежит вычисление корреляционного интеграла.

Для выборки из n наблюдений корреляционный интеграл для заданного m вычисляет вероятность расположения пар точек траектории, погруженной в псевдофазовое пространство размерности m, внутри гиперсферы радиуса ε ($0 < \varepsilon < \max(x) - \min(x)$):

$$C_{m,N}(\varepsilon) = \frac{2}{(N-m+1)(m-N)} \sum_{s=1}^{m-N} \sum_{t=s+1}^{N-m+1} \prod_{j=0}^{m-1} I_\varepsilon(x_{s+j}, x_{t+j}), \quad (5)$$

где I_ε – функция Хевисайда:

$$I_\varepsilon(x_i, x_j) = 1 \text{ если} \left| x_i - x_j \right| \le \varepsilon$$

и в противном случае

$$I_\varepsilon(x_i, x_j) = 0.$$

Брок и др. [6], показали, что по мере приближения $N \to \infty$ $C_{m,N}(\varepsilon) \Rightarrow C_{1,N}(\varepsilon)^m$ со 100% вероятностью и что $\sqrt{N}\left| C_{m,N}(\varepsilon) - C_{1,N}(\varepsilon)^m \right|$ является нормально распределенным с 0 средним. Тогда, согласно [6] решающая $\omega_{m,N}(\varepsilon)$ – статистика также является нормально распределенной при $\varepsilon \to 0$, $N \to \infty$:

$$\omega_{m,N}(\varepsilon) = \sqrt{N}\left[\frac{C_{m,N}(\varepsilon) - C_{1,N}(\varepsilon)^m}{\sigma_{m,N(\varepsilon)}} \right], \quad (6)$$

где $\sigma_{m,N(\varepsilon)}$ – стандартное отклонение $C_{m,N}(\varepsilon) - C_{1,N}(\varepsilon)^m$ и вычисляется при помощи соотношения

$$\sigma_{m,N}^2(\varepsilon) = 4 \cdot \left(k^m + 2\sum_{j=1}^{m-1} k^{m-j} c^{2j} + (m-1)^2 c^{2m} - m^2 k c^{2m-2} \right), \quad (7)$$

где k вычисляется как

$$k = \frac{1}{N(N-1)(N-2)} \left(\sum_{t=1}^{N} \left(\sum_{s=1}^{N} I(x_t, x_s) \right)^2 - 3\sum_{s=1}^{N} \sum_{t=s+1}^{N} I(x_t, x_s) + 2N \right). \quad (8)$$

С помощью выражения (6) было проведено численное моделирование зависимости среднего значения BDS-статистик $\overline{\omega}_{m,N}(H, \alpha)$ от показателя H, рассчитанного по 20 реализациям процесса (1) с N=300000, $M = 3000$, $n = 10$, $\varepsilon = 1{,}5$, $m = 5$ и различных фиксированных значений параметра α. Результаты моделирования приведены на рис. 3.

Горизонтальной пунктирной линией отмечено значение модуля доверительного интервала, равного 1,96, для стандартной нормальной величины, соответствующее уровню значимости $\gamma = 0{,}05$. Попадание в этот интервал указывает на то, что BDS-статистика имеет стандартное нормальное распределение и получена по набору независимых случайных величин с идентичными распределениями (IID – independent and identical distributed).

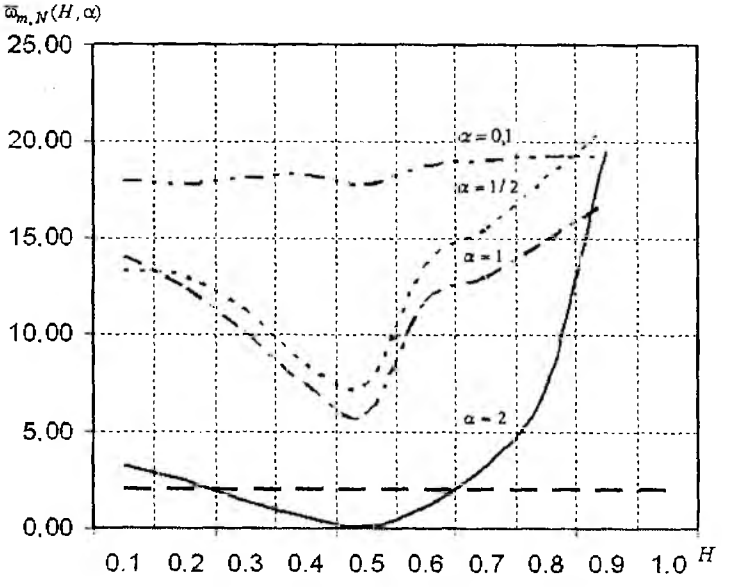


Рис. 3

Из рис. 3 видно, что при $\alpha = 2$ соответствующая зависимость $\bar{\omega}_{m,N}(H,\alpha)$ имеет выраженный минимум в окрестности значения параметра $H \approx 0{,}5$, что соответствует наблюдению белого гауссовского шума [7]. Характерно, что по мере уменьшения параметра α окрестность минимального значения в этой зависимости становится слабо выраженной. При $\alpha = 2$ в интервале значений $0{,}3 < H < 0{,}6$ анализируемый процесс можно считать нормальным и квазибелым. На интервале $0{,}5 < H < 0{,}9$ наблюдается увеличение крутизны функции $\bar{\omega}_{m,N}(H,\alpha)$, для $\alpha = 2$ (нормальное распределение анализируемого процесса), $\alpha = 1$ (распределение Коши) и $\alpha = 1/2$ (распределение Леви), что позволяет рассматривать гипотезу о появлении и усилении зависимости значений анализируемого процесса по мере его «почернения» [7]. При уменьшении значений α наблюдается ослабление зависимости $\bar{\omega}_{m,N}(H,\alpha)$ от показателя Херста H, а при $\alpha \le 0{,}1$ среднее значение BDS-статистик практически от него не зависит. Такое поведение обусловлено обострением плотности распределения компонент порождающего процесса $\{\xi_i\}$ по мере уменьшения α [2].

Полезную информацию о свойствах процессов Леви можно получить из анализа зависимостей среднего значения BDS-статистик от параметра α для различных значениях H (см. рис. 4).

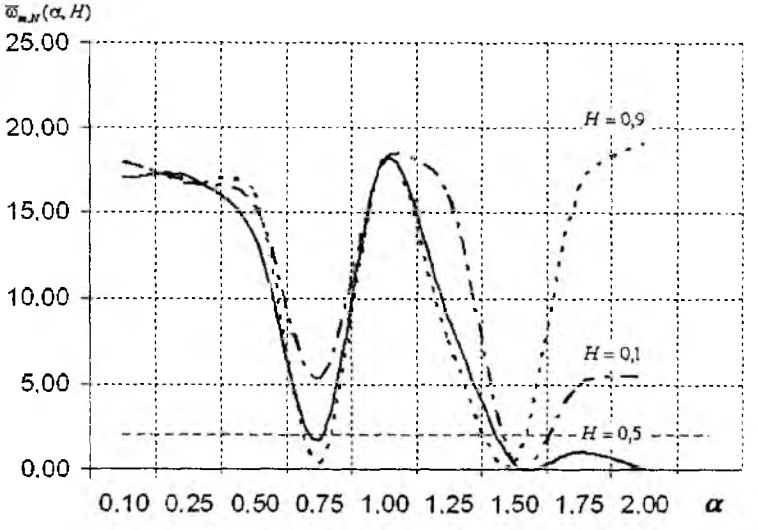


Рис. 4

Легко заметить, что в поведении функций $\bar{\omega}_{m,N}(\alpha, H)$ имеются характерные окрестности значений α ($\alpha = 0,75$ и $\alpha = 1,5$), в которых эти зависимости принимают минимальные значения, попадающие в доверительный интервал. Его модуль обозначен пунктирной линией, параллельной оси абсцисс. За пределами упомянутых окрестностей процессы демонстрируют мультифрактальные свойства, которые следуют из неоднородности структуры их аттракторов в псевдофазовом пространстве (см. рис. 5). Следует отметить, что, несмотря на различные механизмы возникновения мультифрактальной структуры процессов Леви, в окрестности значения $\alpha = 1,5$ все анализируемые процессы неразличимы в соответствии с BDS-статистикой.

Их можно полагать монофракталами, структура которых определяется упорядоченными множествами случайных величин с IID.

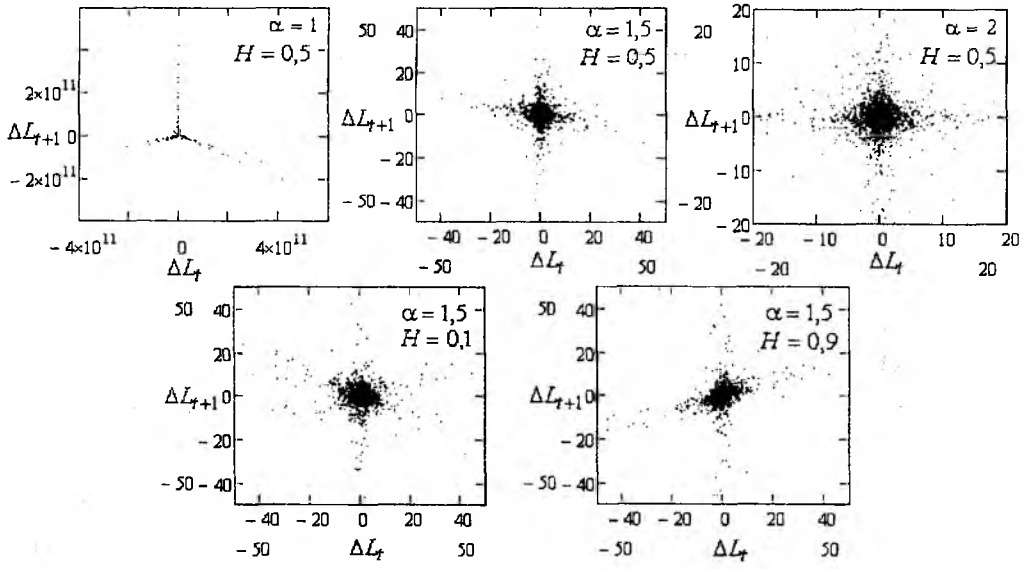


Рис. 5

Таким образом, можно сделать вывод о том, что применение непараметрической BDS-статистики позволяет классифицировать фрактальные процессы с моно- и мультифрактальной структурой (α – распределением и др.) и процессы с независимыми, идентично распределенными (IID) случайными значениями. В частном случае, при $\alpha = 2$, полученные зависимости позволяют различать «цвет шума» [7] и выявлять характер связей его значений.

Список литературы: 1. *Марков Е.П.* Фрактальная модель космических оптико-электронных изображений. // Исследование земли из космоса. 1996. №1. С.56-61. 2. *Stephen M. Kogon and Dimitris G.* Manolakis Signal Modeling with Self-similar α-Stable Processes: The Fractional Levy Stable Motion Model // IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING. VOL. 44. №4. APRIL 1996. P.1006-1010. 3. *Федер Е.* Фракталы. М.: Мир, 1991. 261 с. 4. *Szymon Borak, Wolfgang Hardle, Rafal Weron.* Stable Distributions // SFB 649 Discussion Paper 2005-008. P.28. 5. *Kanzler Ludwig* Very Fast and Correctly Sized Estimation of the BDS Statistic / Ludwig Kanzler // Christ Church and Department of Economics University of Oxford. 1999. 95 с. 6. *Brock, W. A.* A test for independence based on the correlation dimension / Brock W. A.; Dechert, W. D.; and Scheinkman, J. A. // Working Paper #8702. Department of Economics, University of Wisconsin – 1987. 7. *K. S. Vasiuta* Recognition of Colored Noise in Pseudo-Phase Space by Using BDS Statistics// Radioelectronics and Communications Systems. 2009. Vol. 52, №12. С.667-672

Харьковский университет
Воздушных Сил им. Ивана Кожедуба

Поступила в редколлегию 05.02.2010

УДК 621.375.4:543.42+681.515

С. П. ГУЛИН, канд. техн. наук

ХАРАКТЕРИЗАЦИЯ РЕАКТИВНЫХ НЕЛИНЕЙНЫХ СХЕМНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ НА ОСНОВЕ КОНЦЕПЦИИ УПРАВЛЯЕМОГО ДИНАМИЧЕСКОГО НАСЫЩЕНИЯ

Постановка задачи

Применение функциональных рядов Вольтерры (ФРВ) и их модификаций в нелинейной радиоэлектронике происходит в двух основных направлениях, отличающихся степенью формализации и точностью описания нелинейных процессов, – на уровне принципиальных схем и на структурном уровне [1 – 4]. В последние годы при характеризации нелинейных схемных элементов (НСЭ) и функциональных модулей (ФМ) наметились направления, связанные с применением новых видов «гладких» функций аппроксимации: полиэкспоненциальных [5] и функций динамического насыщения (ФДН) [6 – 9].

В работе [9] на основе концепции управляемого насыщения (КУДН) и результатов работы [6] были предложены алгоритмы характеризации резистивных НСЭ различных типов управления, принадлежащих конвергентным нелинейным инерционным цепям (НИЦ). Данная работа – результат естественного обобщения метода решения аналогичной задачи [7] применительно к характеризации реактивных НСЭ с произвольным типом управления.

Решение

НИЦ, соответствующая широкому классу микроэлектронных устройств, может быть представлена в виде линейного инерционного $2n$ – полюсника, на выходных зажимах которого расположены (в общем случае, инерционные) НСЭ (рис. 1). При этом каждый из НСЭ представляет собой параллельное соединение элементов высшего порядка, необходимость и целесообразность введения и использования которых доказана в ряде работ, например [4]. В данной работе параллельное соединение нелинейных элементов порядка $k = \overline{2,\infty}$ будем называть инкрементальной частью соответствующего НСЭ, поскольку их характеризация предполагает использование рекуррентных алгоритмов и процедур.

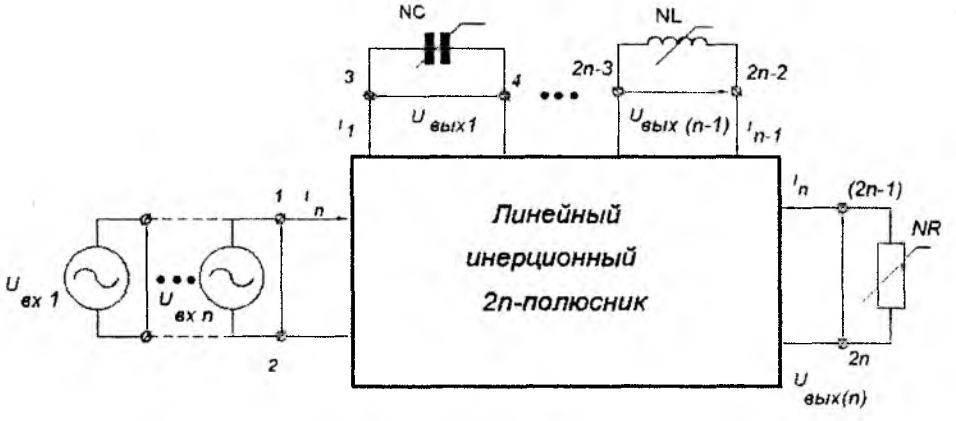


Рис. 1. Исследуемая НИЦ. U_i, I_i; $U_{вых j}, I_{вых j}$ – амплитуды напряжения и тока i – компоненты воздействия и отклика на j – выходе, $j = \overline{1,(n-1)}$.

Отклик $y(t)$ j – го выхода рассматриваемой НИЦ, согласно [2], представим суммой первых N членов ФРВ $y_k[x(t)]$, $k = \overline{1,N}$ в области его сходимости

$$y(t)=\sum_{k=1}^{N} y_k[x(t)], \tag{1}$$

каждый из которых является функционалом k – го порядка воздействия

$$X_{вх}(t)=X_0+\sum_{i=1}^{N} X_i\cdot\cos(\omega_i\cdot t+\varphi_i)=X_0\cdot\left[1+\sum_{i=0}^{N}\overline{X}_i\cdot\cos(\omega_i t+\phi_i)\right], \tag{2}$$

где $X_0=$ const. – смещение; X_i,ω_i,φ_i – амплитуда, круговая частота и начальная фаза i – й компоненты воздействия, $i=\overline{1,N}$; $\overline{X}_i=X_i/X_0$. Предполагается, что частоты ω_i несоизмеримы между собой. В дальнейших выкладках для НСЭ, управляемых напряжением, в (2) "X" заменяется "U", а для НСЭ с токовым типом управления "X" заменяется "I".

Рассмотрим алгоритмы характеризации реактивных НСЭ на основе КУДН. Для этого учтем, что функционал k – го порядка в (1) может быть представлен следующим образом:

$$y_k[x(t)]=\int_{-\infty}^{\infty}\ldots\int_{-\infty}^{\infty}h_k\left(\tau_{\overline{1,k}}\right)\cdot\prod_{i=1}^{k}x(t-\tau_i)\cdot d\tau_i,\ \tau_{\overline{1,k}}=\tau_1,\ldots,\tau_k,\ i=\overline{1,k}, \tag{3}$$

где ядро k – го порядка $h_k(\tau_{\overline{1,k}})$ – нелинейная импульсная реакция, преобразование Фурье k – го порядка которой является нелинейной передаточной функцией (НПФ) порядка k

$$H_k\left(\xi_{\overline{1,k}}\right)=\int_{-\infty}^{\infty}\ldots\int_{-\infty}^{\infty}h_k\left(\tau_{\overline{1,k}}\right)\cdot\prod_{i=1}^{k}\exp(-j\xi_i)\cdot d\tau_i, \tag{4}$$

связанной, согласно [2], с $h_k(\tau_{\overline{1,k}})$ обратным k – мерным преобразование Фурье.

С учетом формул (1) – (4), согласно [2], соотношение, определяющее спектр отклика в терминах ФРВ, имеет вид

$$Y(f)=\sum_{k=1}^{N}Y_k(f)=\sum_{k=1}^{N}\frac{1}{2^k}\cdot H_k(\pm f_{\overline{1,k}})\cdot\delta\left[f+\sum_{l=1}^{k}(\pm f_l)\right]\cdot\prod_{p_l=1}^{k}X_i\cdot\exp[j\cdot(\mp\varphi_i)], \tag{5}$$

в котором отсутствует слагаемое, отражающее состояние НИЦ в статическом режиме.

В отличие от соотношения (5) характеризация НСЭ в терминах математического аппарата ФРВГ учитывает состояние НИЦ в статическом режиме, т.е. рабочий режим каждого из нелинейных элементов по постоянному току, независимо от его вида и типа управления.

При формировании математической модели НИЦ на основе КУДН соотношения, определяющие НПФ, будут содержать коэффициенты разложения характеристик реактивных НСЭ в гипергеометрические ряды Гаусса, соответствующие виду аппроксимирующей ФДН [6, 8]. Для описания соотношений «вход-выход» реактивных НСЭ воспользуемся ФДН [6]

$$F[q(t)]=F_0+A\cdot\left\{1+[B/q(t)]^p\right\}^{-1/S}, \tag{6}$$

где F_0,S,p,A,B – параметры ФДН, которые при описания реактивных НСЭ будут иметь подстрочные индексы: C – для емкости, L – для индуктивности.

Начнем с рассмотрения алгоритмов характеризации нелинейной емкости. Как известно [4], нелинейная емкость является двухвыводным элементом, который характеризуется кривой зависимости в вольт-фарадной системе координат. В зависимости от вида этой кривой различают нелинейные емкости трех видов: управляемую зарядом, управляемую напряжением, управляемую зарядом и напряжением (рис. 2, *а*, *б*, *с*).

Примерами нелинейных емкостей, моделирующих процессы накопления и рассасывания носителей заряда, а также их диффузии в полупроводниковых компонентах являются диффу-

зионные и барьерные емкости $p-n$ переходов. Однако в отличие от диффузионных емкостей барьерные емкости описываются более сложными соотношениями [2 – 4]:

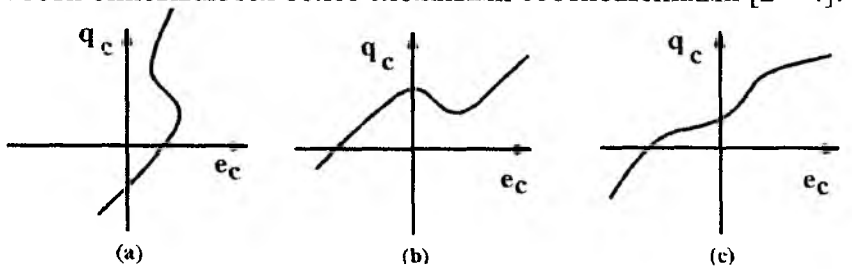


Рис. 2. Характеристики нелинейной емкости: (a) – управляемой напряжением; (b) – управляемой зарядом; (c) – управляемой напряжением и зарядом

$$C_{je1} = C_0 \cdot \left(1 - U/\varphi_0\right)^{-n} = C_0 \cdot (1-v)^{-n}, C_{je1}(C_0, \varphi_0, n), v = U/\varphi_0; \tag{7}$$

$$C_{je2} = C_0 \cdot \left(b + v^2\right)^{-n/2} \cdot \left\{1 + n \cdot b \cdot \left[(1-n) \cdot \left(b + v^2\right)\right]^{-1}\right\}, C_{je2}(C_0, \varphi_0, n, b); \tag{8}$$

$$C_{je3} = C_0 \cdot \left(b + v^2\right)^{-1/2} \cdot \left\{\left[v + \left(b + v^2\right)^{1/2} b\right]/2\right\}^{1-n}, C_{je3}(C_0, \varphi_0, n, b), \tag{9}$$

где C_0 – начальное значение барьерной емкости; φ_0 – контактная разность потенциалов $p-n$ – перехода, равная $0{,}6 \div 0{,}8$В для кремниевых БТ, n – показатель плавности перехода: для резкого – $n = 1/2$, для плавного – $n = 1/3$.

В программах схемотехнического проектирования зависимость величины барьерной емкости от приложенного напряжения описывается выражением (7). Однако использование этого выражения в библиотеке моделей интегральных биполярных транзисторов (БТ) или полевых транзисторов с $p-n$ переходом для расчета быстродействующих схем, работающих при токах ($0{,}1 \div 10$ *мА*), сопряжено с серьезным усложнением расчетов при $U \approx \varphi_0$. Когда величина U приближается к φ_0, то значения барьерной емкости стремятся к бесконечности, поэтому обычно значения φ_0 увеличивают, стремясь их сделать превышающими наибольшее ожидаемое напряжение на переходе. Однако даже при удачном выборе значений C_0, n и значении $\varphi_0 \approx 1 \div 1.5B$ при прямых смещениях точность вычисления барьерной емкости значительно ухудшается и таким образом теряется адекватность моделирования физических процессов. Выражения (8) и (9) улучшают описание барьерной емкости для $U \geq \varphi_0$, а параметры (C_0, φ_0, n, b) моделей в этих выражениях определяются в большинстве случаев на основе машинного эксперимента. Например, значения параметра b лежат в диапазоне $10^{-3} \div 0.5$ [3]. Для обратных и небольших прямых напряжений на переходе формулы (7) – (9) дают слабо различающиеся значения (рис. 2), которые при $U = \varphi_0$ для формул (8), (9), достигают максимума

$$C_{j\max} \approx C_0 \cdot b^{n/2}/(1-n) \approx C_0 \cdot b^{-1/2} \cdot \left(b^{1/2}/2\right)^{1/n}. \tag{10}$$

При $U > \varphi_0$ величина барьерной емкости, согласно (8), (9), убывает по различным законам, однако быстрее – по соотношению (9). Графики аппроксимации вольт-фарадной зависимости величины барьерной емкости, соответствующие (7) – (9), приведены на рис. 3.

Для того чтобы на основе КУДН унифицировать алгоритм характеризации барьерной емкости, вместо достаточно громоздких и неудобных выражений (7) – (9) предлагается использовать аппроксимацию зависимости $C_{je4}(U_{je}, C_0, \varphi_0, n)$ с помощью ФДН (3). График этой функции, приведенный на рис. 3, 4, для обратных и небольших прямых напряжений на переходе совпадает с любым из графиков зависимостей функций (7) – (9). Поскольку объектами исследования в данной работе являются конвергентные НСЭ, то участок с отрицательной крутизной на характеристике рис. 3, 4 в данной работе не рассматривается, однако ее максимальное значение совпадает с величиной, определяемой выражением (9).

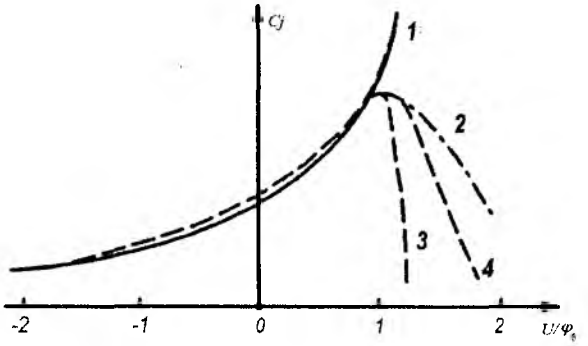


Рис. 3. Графики аппроксимации вольт-фарадной зависимости барьерной емкости: кривая 1 – по формуле (7); 2 – по формуле (8); 3 – по формуле (9); 4 – по формуле (3)

Рассмотрение предлагаемых алгоритмов характеризации реактивных НСЭ в терминах КУДН начнем с нелинейной емкости, управляемой напряжением, (рис. 2, *а*). Ток через такую емкость, согласно [4], определяется выражением $i_C(t) = Q[q_C(t)] = c[e_C(t)] \cdot de_C(t)/dt$, где $Q[\cdot]$ – однозначный функционал. Тогда рабочая точка рассматриваемой емкости определится равенствами: $i_C(0) = i_0 = 0$, $q_C(t) = q_0$, $e_C(t) = U_0$. Для установившегося режима справедливы соотношения: $i_C(t) = i_c(t)$, $e_C(t) - U_0 = e_c(t)$, $q_C(t) - q_0 = q_c(t)$, где $q_c(t), i_c(t), e_c(t)$ – инкрементальные значения управляющего заряда, тока и напряжения на нелинейной емкости. Для малых воздействий емкость $c_0 = q_0 / U_0 = const.$ включается в ЛИМ (рис. 1).Тогда с учетом (6) величина суммарной нелинейной емкости определится соотношением

$$c[e_C(t)] = A_C \cdot \left(1 + a_{0C}^{-1} \cdot \tilde{q}_C^{-p_C}\right)^{-1/S_C}, \qquad (11)$$

где $a_{0C} = [U_0 / B_C]^{p_C}$; $\tilde{q}_C = 1 + \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^{N} \left[\dot{\bar{U}}_i \cdot e^{j \cdot \omega_i \cdot t} + \ddot{\bar{U}}_i \cdot e^{-j \cdot \omega_i \cdot t}\right]$

Учитывая равенство $\gamma_C = -1/S_C$, по аналогии с нелинейным резистором [9], получаем

$$c[e_C(t)] = c_0 + A_C \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{(\gamma_C)_k \cdot (p_C \cdot k)_h \cdot (-1)^{h+k}}{k! \cdot a_{0C}^k \cdot h! \cdot 2^h} \cdot \left[\sum_{i=1}^{N} \left(\dot{\bar{U}}_i \cdot e^{j \cdot \omega_i \cdot t} + \ddot{\bar{U}}_i \cdot e^{-j \cdot \omega_i \cdot t}\right)\right]^h, \qquad (12)$$

где $c_0 = A_C \cdot \left(1 + a_{0C}^{-1}\right)^{-1/S_C}$.

С учетом (11), (12), (2) и выражения производной $de_C(t)/dt$ соотношение «вход – выход» для инкрементальной нелинейной емкости, управляемой напряжением, приобретает вид

$$i_c(t) = A_C \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{(\gamma_C)_k \cdot (p_C \cdot k)_h \cdot (-1)^{h+k}}{k! \cdot a_{0C}^k \cdot h! \cdot 2^h} \cdot \left[\sum_{i=1}^{N} \dot{\bar{U}}_i \cdot e^{j \cdot \omega_i \cdot t} + \sum_{i=1}^{N} \ddot{\bar{U}}_i \cdot e^{-j \cdot \omega_i \cdot t}\right]^h.$$

$$\cdot\frac{1}{2}\cdot j\cdot\sum_{i=1}^{N}\omega_{p_i}\cdot\left(\dot{\bar{U}}_i\cdot e^{j\cdot\omega_i\cdot t}-\ddot{\bar{U}}_i\cdot e^{-j\cdot\omega_i\cdot t}\right). \qquad (13)$$

Согласно [6], последовательно применяя формулу бинома Ньютона и дважды формулу полиномиального разложения к содержимому квадратной скобки (13), получаем

$$i_C(t)=A_C\cdot\sum_{k=1}^{\infty}\sum_{h=1}^{\infty}\frac{(\gamma_C)_k\cdot(p_C\cdot k)_h\cdot(-1)^{h+k}}{k!\cdot a_{0C}^{k}\cdot 2^{h}}\cdot\sum_{s=0}^{h}\sum_{q_1=0}^{s}\cdots\sum_{q_N=0}^{s}\sum_{r_1=0}^{h-s}\cdots\sum_{r_N=0}^{h-s}\prod_{i=1}^{N}\frac{\dot{\bar{U}}_i^{q_i}\cdot\ddot{\bar{U}}_i^{r_i}}{q_i!\cdot r_i!}\cdot$$

$$\cdot\exp\left[j\cdot\left(\sum_{i=}^{N}n_i\cdot\omega_i\right)\cdot t\right]\cdot\frac{1}{2}\cdot j\cdot\sum_{i=1}^{N}\omega_i\cdot\left(\dot{\bar{U}}_i\cdot e^{j\cdot\omega_i\cdot t}-\ddot{\bar{U}}_i\cdot e^{-j\cdot\omega_i\cdot t}\right). \qquad (14)$$

где $\{q_i\}$ и $\{r_i\}$ $\left(i=\overline{1,N}\right)$ – множество всевозможных разбиений целых чисел s и $(h-s)$ на N неотрицательных целых чисел и нулей соответственно. Если определить g_i как меньшее из чисел q_i и r_i, то большее из них определится суммой $g_i+|n_i|$, где $n_i=q_i-r_i$. Для положительной частотной полуоси введем переменные $n=\sum_{i=1}^{N}|n_i|, \beta=\sum_{i=1}^{N}g_i$, где неравенства $n_i\geq 0$ соответствуют частотам компонент с амплитудами $\dot{\bar{U}}_i$, а неравенства $n_i<0$ – частотам компонент с амплитудами $\ddot{\bar{U}}_i$. В соотношении (14) и далее по тексту индекс k соответствует порядку функционала отклика (1). Под переменной n следует понимать порядок КК, а под переменной $h-$ текущий порядок нелинейности.

Согласно [1, 6] образование КК с положительно определенными частотами в НИЦ возможно лишь тогда, когда величины k,h,n,β одновременно являются либо четными либо нечетными числами. В этом случае справедливо равенство $h=n+2\beta$, используя которое, согласно [6] и известных факториальных соотношений [10], получаем

$$(g_i+|n_i|)!=|n_i|!\cdot(|n_i|+1)_{g_i}, \qquad (15)$$

$$p_C\cdot k\cdot\ldots\cdot(p_C\cdot k-n-2\cdot\beta+1)=\frac{(-p_C\cdot k)_n}{(-1)^{-n}\cdot 2^{-2\beta}}\cdot\left[\frac{(n-p_C\cdot k)}{2}\right]_{\beta}\cdot\left[\frac{(n-p_C\cdot k+1)}{2}\right]_{\beta}, \qquad (16)$$

где $(p_C\cdot k)_m=p_C\cdot k\cdot(p_C\cdot k+1)\cdot\ldots\cdot(p_C\cdot k+m-1)-$ символ Похгаммера, а $(p_C\cdot k)_m=1$ при $m\leq 0$. Учитывая выражения (13) – (16), получаем формулу отклика $i_C(t)$ инкрементальной нелинейной емкости рассматриваемого типа

$$i_C(t)=A_C\cdot\sum_{k=1}^{\infty}\sum_{h=1}^{\infty}\frac{(\gamma_C)_k\cdot(p_C\cdot k)_h\cdot(-1)^{h+k}}{k!\cdot a_{0C}^{k}\cdot 2^{h}}\cdot\sum_{g_1=0}^{\beta}\sum_{g_2=0}^{\beta}\cdots\sum_{q_N=0}^{\beta}\prod_{i=1}^{N}\frac{\dot{\bar{U}}_i^{g_i}\cdot\ddot{\bar{U}}_i^{g_i+|n_i|}}{g_i!\cdot|n_i|!\cdot(|n_i|+1)_{g_i}}\cdot$$

$$\cdot\exp\left[j\cdot\left(\sum_{i=}^{N}n_i\cdot\omega_i\right)\cdot t\right]\cdot\frac{1}{2}\cdot j\cdot\sum_{i=1}^{N}\omega_i\cdot\left(\dot{\bar{U}}_i\cdot e^{j\cdot\omega_i\cdot t}-\ddot{\bar{U}}_i\cdot e^{-j\cdot\omega_i\cdot t}\right). \qquad (17)$$

Тогда число положительно определенных частот КК отклика рассматриваемой нелинейной емкости на воздействие (2), согласно [1, 6], определяется числом разбиений величины $\beta=0{,}5\cdot(k-n)$ на N неотрицательных слагаемых: $Q=C_{0{,}5\cdot(k-n)+N-1}^{N-1}$.

Поскольку нас интересуют компоненты спектра отклика на положительной частотной полуоси, то составляющие правой части (14), содержащие экспоненциальные множители в отрицательной степени, из дальнейшего рассмотрения могут быть исключены. Это позволяет изменить порядок суммирования в правой части (17) следующим образом

$$i_C(t) = j \cdot \left(\sum_{i=1}^{N} \omega_i \right) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{\beta=1}^{\infty} A_{C;k,n,\beta} \cdot z_{U;\beta} \cdot \exp\left[j \cdot \left(\sum_{i=}^{N} n_i \cdot \omega_i \right) \cdot t \right], \qquad (18)$$

где $A_{C;k,n,\beta} = A_{C;k,n} \cdot \left[(n - p_C \cdot k)/2 \right]_\beta \cdot \left[(n - p_C \cdot k + 1)/2 \right]_\beta$, $A_{C;k,n} = A_C \cdot (\gamma_C)_k \cdot$

$\cdot (-p_C \cdot k)_n \cdot (-1)^k / \left(k! \cdot a_{0C}^k \cdot 2^n \right)$; $z_{U;\beta} = \sum_{g_1=0}^{\beta} \sum_{g_2=0}^{\beta} \cdots \sum_{q_N=0}^{\beta} \prod_{i=1}^{N} \frac{\dot{\bar{U}}_i^{g_i} \cdot \ddot{\bar{U}}_i^{g_i + |n_i|}}{g_i! \cdot |n_i|! \cdot (|n_i| + 1)_{g_i}}$.

В частотной области Y – базиса изображение отклика инкрементальной емкости на воздействие (2) получается из (18) суммированием результатов прямого преобразования Фурье k – го порядка ($k = \overline{1, \infty}$) слагаемых его правой части

$$i_C(f) = \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{\beta=1}^{\infty} j \cdot \left(\sum_{i=1}^{N} \omega_{p_i} \right) \cdot A_{C;k,n,\beta} \cdot z_{U;\beta} \cdot \delta\left(f \pm \sum_{i=1}^{N} n_i \cdot \omega_i \right). \qquad (19)$$

Величины $j \cdot \left(\sum_{i=1}^{N} \omega_i \right) \cdot A_{C;k,n,\beta}$ являются членами Y – матрицы линейного инерционного $2n$ – полюсника, которая рассчитывается при определении НПФ на частотах КК.

Следующим на основе КУДН рассмотрим алгоритм характеризации нелинейной емкости, управляемой зарядом. Заряд такой емкости определяется выражением $q_C(t) = q[e_C(t)]$, где $q[e_C(t)]$ – однозначный функционал. Величина инкрементального заряда с учетом (6)

$$q_c(t) = A_C \cdot \left(1 + a_{0C}^{-1} \cdot \bar{e}_c^{-p_C} \right)^{-1/S_C}, \qquad (20)$$

где $a_{0C} = \left[U_N / B_C \right]^{p_C}$; $\bar{e}_c = 1 + \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^{N} \left[\dot{\bar{U}}_i \cdot e^{j \cdot \omega_i \cdot t} + \ddot{\bar{U}}_i \cdot e^{-j \cdot \omega_i \cdot t} \right]$.

Инкрементальный ток рассматриваемой емкости вида определится из выражения

$$i_c(t) = \frac{dq_c(t)}{dt} = \frac{d}{dt} \left[A_C / \left(1 + a_{0C}^{-1} \cdot \bar{e}_c^{-p_C} \right)^{1/S_C} \right] = \frac{d}{d\bar{e}_c} \left[A_C / \left(1 + a_{0C}^{-1} \cdot \bar{e}_c^{-p_C} \right)^{1/S_C} \right] \cdot \frac{d\bar{e}_c(t)}{dt}. \qquad (21)$$

Выполняя преобразования, предусмотренные (21), получаем

$$i_c(t) = \hat{A}_C \cdot \left(1 + a_{0C}^{-1} \cdot \bar{e}_c^{-p_C} \right)^{-1/S_C - 1} \cdot \bar{e}_c^{-p_C - 1} \cdot d\bar{e}_c(t) \cdot dt, \qquad (22)$$

где $\hat{A}_C = A_C \cdot p_C / (a_{0C} \cdot S_C)$.

Согласно [10], бином с дробным показателем степени в (22) определяется из выражениия

$$\left(1 + a_{0C}^{-1} \cdot \bar{e}_c^{-p_C} \right)^{-1/S_C - 1} = {}_2F_1\left(S_C^{-1} + 1; b; b; -a_{0C}^{-1} \cdot \bar{e}_C^{-p_C} \right), \qquad (23)$$

где ${}_2F_1\left(S_C^{-1}+1;b;b;-a_{0C}^{-1}\cdot\bar{e}_C^{-p_C}\right)=\sum_{k=0}^{\infty}\left(S_C^{-1}+1\right)_k\cdot(-1)^k\cdot\left(k!\cdot a_{0C}^k\right)^{-1}\cdot\bar{e}_C^{-p_C\cdot k}$ – вырожденная гипергеометрическая функция Гаусса; $\left(S_C^{-1}+1\right)_k=\Gamma\left(S_C^{-1}+k+1\right)/\Gamma\left(S_C^{-1}+1\right)$ – факториальная функция, $S_C^{-1}>0$, $\left(S_C^{-1}+1\right)_0=1$; $\Gamma\left(S_C^{-1}+1\right)$ – гамма-функция Эйлера.

С учетом (23) отклик (22) принимает вид

$$i_c(t)=\hat{A}_C\cdot\sum_{k=0}^{\infty}\left(S_C^{-1}+1\right)_k\cdot(-1)^k\cdot\left(k!\cdot a_{0C}^k\right)^{-1}\cdot\bar{e}_C^{-p_C\cdot(k+1)}\cdot\frac{d\bar{e}_c(t)}{dt}. \qquad (24)$$

Степень $\left[-p_C\cdot(k+1)\right]$ бинома $\bar{e}_C=\left[1+\sum_{i=1}^{N}\bar{U}_i\cdot\cos\left(\omega_i\cdot t+\phi_i\right)\right]$, согласно [6, 10], имеет вид

$$\left[1+\sum_{i=1}^{N}\bar{U}_i\cdot\cos\left(\omega_i t+\phi_i\right)\right]^{-p_G\cdot(k+1)}={}_2F_1\left(p_C\cdot(k+1);b;b;-\sum_{l=1}^{N}\bar{U}_i\cdot\cos\left(\omega_i\cdot t+\phi_i\right)\right), \qquad (25)$$

где ${}_2F_1\left(p_C\cdot k;b;b;-z_C\right)=\sum_{h=0}^{\infty}\left(p_C\cdot(k+1)\right)_h\cdot(-1)^h\cdot(h!)^{-1}\cdot z_C^h$; $\left(p_C\cdot(k+1)\right)_h=$

$=\Gamma\left(p_C\cdot(k+1)+1\right)\cdot\left[\Gamma\left(p_C\cdot(k+1)\right)\right]^{-1}$; $\left(p_C\cdot(k+1)\right)_0=1$, $\Gamma\left(p_C\cdot(k+1)\right)$, $0<z_C<1$.

Вводя параметр $\gamma_C=1/S_C$ и используя (25), представим (24) следующим образом:

$$i_c(t)=\hat{A}_C\cdot\sum_{k=0}^{\infty}\sum_{h=0}^{\infty}\frac{\left(\gamma_C+1\right)_k\cdot\left(p_C\cdot(k+1)\right)_h\cdot(-1)^{k+h}}{k!\cdot a_{0C}^k\cdot h!\cdot 2^h}\cdot\sum_{s=0}^{h}\binom{h}{s}\cdot$$

$$\cdot\left[\sum_{i=1}^{N}\dot{\bar{U}}_i\cdot e^{j\cdot\omega_i\cdot t}\right]^h\cdot\left[\sum_{i=1}^{N}\ddot{\bar{U}}_i\cdot e^{-j\cdot\omega_i\cdot t}\right]^{h-s}\cdot\frac{d\bar{e}_c(t)}{dt}. \qquad (26)$$

Применяя формулу мультиномиального разложения для преобразования выражений в квадратных скобках (26), с учетом выражения производной отклика $d\bar{e}_C(t)/dt$ и формул (15), (16), получаем соотношение «вход-выход» для рассматриваемой нелинейной емкости:

$$i_C(t)=j\cdot\left(\sum_{i=1}^{N}\omega_i\right)\cdot\sum_{k=1}^{\infty}\sum_{\beta=1}^{\infty}\hat{A}_{C;k,n,\beta}\cdot z_{U;\beta}\exp\left[j\cdot\left(\sum_{i=}^{N}n_i\cdot\omega_i\right)\cdot t\right], \qquad (27)$$

где $\hat{A}_{C;k,n,\beta}=A_{C;k,n}\cdot\left[(n-p_C\cdot k)/2\right]_\beta\cdot\left[(n-p_C\cdot k+1)/2\right]_\beta$, $\hat{A}_{C;k,n}=\hat{A}_C\cdot\left(\gamma_C\right)_k\cdot$

$\cdot\left(-p_C\cdot k\right)_n\cdot(-1)^k/\left(k!\cdot a_{0C}^k\cdot 2^n\right)$.

В частотной области Y – базиса изображение отклика рассматриваемой нелинейности на воздействие (2) получается из (27) суммированием результатов прямого преобразования Фурье соответствующего порядка слагаемых его правой части

$$i_c(f)=\sum_{k=1}^{\infty}\sum_{\beta=1}^{\infty}j\cdot\left(\sum_{i=1}^{N}\omega_i\right)\cdot\hat{A}_{C;k,n,\beta}\cdot z_{U;\beta}\cdot\delta\left(f\pm\sum_{i=1}^{N}n_i\cdot\omega_i\right). \qquad (28)$$

Величины $j\cdot\left(\sum_{i=1}^{N}\omega_i\right)\cdot\hat{A}_{C;k,n,\beta}$ являются членами Y – матрицы линейного инерционного $2n$ – полюсника, которая рассчитывается при определении НПФ методом нелинейных токов на частотах КК составляющих (2).

Рассмотрим теперь на основе КУДН алгоритм характеризации двух видов нелинейной индуктивности, характеристики которых представлены на рис. 4: нелинейной индуктивности, управляемой током, и нелинейной индуктивности, управляемой потокосцеплением.

Терминальные соотношения между напряжением $e_L(t)$ и током $i_L(t)$ индуктивности, управляемой током, являются дуальными по отношению к аналогичным соотношениям для нелинейной емкости, управляемой напряжением. С учетом этого величина инкрементальной индуктивности, управляемой током, будет связана с изменением потокосцепления $\lambda_L(t)$ выражением $l\left[i_L(t)\right]=d\lambda_L(t)/di_L(t)$, где воздействие $i_L(t)$ определяется (2). Величина линейной индуктивности в рабочей точке l_0 включается в ЛИМ. Тогда напряжение $e_L(t)$ принимает вид

$$e_L(t)=d\lambda_L(t)/dt=\left[d\lambda_L(t)/di_L(t)\right]\cdot\left[di_L(t)/dt\right]=l\left[i_L(t)\right]\cdot\left[di_L(t)/dt\right]. \qquad (29)$$

Пусть требуемая рабочая точка рассматриваемой нелинейной индуктивности характеризуется равенствами: $i_L(t)=i_0$, $\lambda_L(t)=\lambda_0$, и $e_L(t)=e_0$, а соответствующие инкрементальные переменные – соотношениями: $i_l(t)=i_L(t)-i_0$, $\lambda_l(t)=\lambda_L(t)-\lambda_0$ и $e_l(t)=e_L(t)-e_0$.

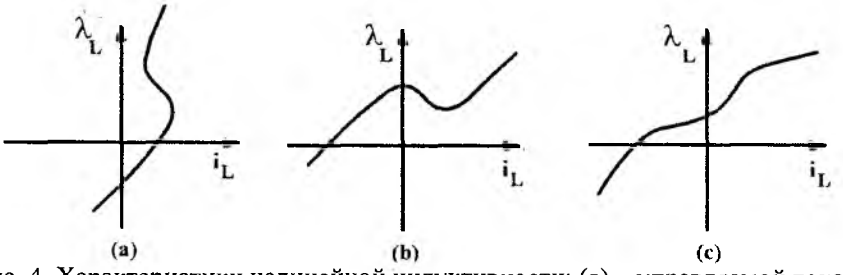


Рис. 4. Характеристики нелинейной индуктивности: (a) – управляемой током; (b) – управляемой потокосцеплением; (c) – управляемую током и потокосцеплением

Соотношение «вход - выход» рассматриваемой индуктивности принимает вид

$$e_L(t)=\left[I_0+A_L\cdot\left(1+a_{0L}^{-1}\cdot\tilde{q}_L^{-p_L}\right)^{-1/S_L}\right]\cdot di_l(t)/dt, \qquad (30)$$

где $a_{0L}=\left[I_0/B_L\right]^{p_C}$; $\tilde{q}_L=1+\frac{1}{2}\cdot\sum_{i=1}^{N}\left[\dot{\bar{I}}_i\cdot e^{j\cdot\omega_i\cdot t}+\ddot{\bar{I}}_i\cdot e^{-j\cdot\omega_i\cdot t}\right]$.

С учетом (26), (27), (19) и выражения производной отклика $di_l(t)/dt$ соотношение «вход - выход» для рассматриваемой нелинейной индуктивности приобретает вид:

$$e_L(t)=A_L\cdot\sum_{k=0}^{\infty}\sum_{h=0}^{\infty}\frac{(\gamma_L)_k\cdot(p_L\cdot k)_h\cdot(-1)^{h+k}}{k!\cdot a_{0L}^{k}\cdot h!\cdot 2^h}\cdot\left[\sum_{i=1}^{N}\left(\dot{\bar{I}}_i\cdot e^{j\cdot\omega_i\cdot t}+\ddot{\bar{I}}_i\cdot e^{-j\cdot\omega_i\cdot t}\right)\right]^h\cdot$$

$$\cdot\frac{1}{2}\cdot j\cdot\sum_{i=1}^{N}\omega_i\cdot\left(\dot{\bar{I}}_i\cdot e^{j\cdot\omega_i\cdot t}-\ddot{\bar{I}}_i\cdot e^{-j\cdot\omega_i\cdot t}\right). \qquad (31)$$

Применяя последовательно формулу бинома Ньютона и дважды формулу мультиномиального разложения для преобразования выражения в квадратных скобках (31), с учетом формул

(15), (16) получаем отклик нелинейной индуктивности, управляемой током (рис. 4, *b*), на воздействие (2):

$$e_L(t)=\sum_{k=1}^{\infty}\sum_{\beta=1}^{\infty} j\cdot\left(\sum_{i=1}^{N}\omega_i\right)\cdot A_{L;k,n,\beta}\cdot z_{I;\beta}\cdot\exp\left[j\cdot\left(\sum_{i=}^{N}n_i\cdot\omega_i\right)\cdot t\right], \tag{32}$$

где $\hat{A}_{L;k,n,\beta}=A_{L;k,n}\cdot\left[(n-p_C\cdot k)/2\right]_{\beta}\cdot\left[(n-p_C\cdot k+1)/2\right]_{\beta}$, $\hat{A}_{L;k,n}=\hat{A}_L\cdot(\gamma_L)_k\cdot$

$\cdot(-p_L\cdot k)_n\cdot(-1)^k/\left(k!\cdot a_{0L}^k\cdot 2^n\right)$; $z_{I;\beta}=\sum_{g_1=0}^{\beta}\sum_{g_2=0}^{\beta}\cdots\sum_{q_N=0}^{\beta}\prod_{i=1}^{N}\frac{\dot{I}_i^{g_i}\cdot\ddot{I}_i^{g_i+|n_i|}}{g_i!\cdot|n_i|!\cdot(|n_i|+1)_{g_i}}$.

В частотной области Z – базиса изображение отклика рассматриваемой нелинейности на воздействие (2) получается из (32) суммированием результатов прямого преобразования Фурье соответствующего порядка слагаемых его правой части

$$e_L(f)=\sum_{k=1}^{\infty}\sum_{\beta=1}^{\infty} j\cdot\left(\sum_{i=1}^{N}\omega_i\right)\cdot A_{L;k,n,\beta}\cdot z_{I;\beta}\cdot\delta\left(f\pm\sum_{i=1}^{N}n_i\cdot\omega_i\right). \tag{33}$$

Величины $j\cdot\left(\sum_{i=1}^{N}\omega_i\right)\cdot A_{L;k,n,\beta}$ являются членами Z – матрицы линейного инерционного $2n$ – полюсника, которая рассчитывается при определении НПФ методом генераторов искажений [2] на частотах КК гармонических составляющих воздействия (2).

Рассмотрим алгоритм характеризации нелинейной индуктивности, управляемой потокосцеплением.

Инкрементное потокосцепление $\lambda_l(t)$ на основе ФДН (6) для рассматриваемой нелинейной индуктивности определяется выражением $\lambda_l[i_l(t)]=A_L\cdot\left(1+a_{0L}^{-1}\cdot\tilde{q}_L{}^{-p_L}\right)^{-1/S_L}$, где $\lambda[\cdot]$ – однозначный функционал; $i_l(t)$ – инкрементный ток индуктивности; $i_L(t)=\tilde{q}_L$, поскольку управляющий ток содержит лишь переменные составляющие.

Используя аналитические свойства ФДН (6), находим соотношение «вход - выход» рассматриваемой нелинейной индуктивности с помощью оператора, обратного $\lambda_l[i_l(t)]$:

$$i_L(t)=\left(A_L^S\cdot a_{0L}\right)^{-1/p_L}\cdot\lambda_l(t)^{S_L/p_L}\cdot\{1-[\lambda_l(t)/A_L]^{S_L}\}^{-1/p_L}. \tag{34}$$

Согласно [5, 6] бином в фигурных скобках (34) может быть представлен в виде

$$\{1-[\lambda_l(t)/A_L]^{S_L}\}^{-1/p_L}={}_2F_1\left(1/p_L,b;b;[\lambda_l(t)/A_L]^{S_L}\right), \tag{35}$$

где ${}_2F_1\left(1/p_L,b;b;[\lambda_l(t)/A_L]^{S_L}\right)=\sum_{k=0}^{\infty}\frac{(1/p_L)_k}{k!\cdot A_L^{S_L\cdot k}}\cdot[\lambda_l(t)]^{S_L\cdot k}$; $\left(p_L^{-1}\right)_k=\Gamma\left(p_L^{-1}+k\right)/\Gamma\left(p_L^{-1}\right)$,

$\left(p_L^{-1}\right)_0=1$; $p_L^{-1}>0$. С учетом соотношения (35) выражение (34) приобретает вид

$$i_L(t)=\left(A_L^S\cdot a_{0L}\right)^{-1/p_L}\cdot\sum_{k=0}^{\infty}\frac{(1/p_L)_k}{k!\cdot A_L^{S_L\cdot k}}\cdot[\lambda_l(t)]^{S_L\cdot(1/p_L+k)}. \tag{36}$$

Потокосцепление и напряжение на данной индуктивности связано соотношением

$$\lambda_l(t) = \int_{-\infty}^{t} e_l(z)\cdot dz = U_0 \cdot \int_{-\infty}^{t}\left[\sum_{i=1}^{N}\overline{U}_i \cdot \cos(\omega_i \cdot z + \phi_i)\right]\cdot dz =$$

$$= \frac{U_0}{2j}\cdot\left[\sum_{i=1}^{N}\frac{\dot{\overline{U}}_i \cdot e^{j\cdot\omega_i\cdot t}}{j\cdot\omega_i} - \sum_{i=1}^{N}\frac{\ddot{\overline{U}}_i \cdot e^{-j\cdot\omega_i\cdot t}}{j\cdot\omega_i}\right]. \qquad (37)$$

Подставляя в выражение (36) значение $\lambda_l(t)$ из (37), применяя последовательно формулу бинома Ньютона и дважды формулу мультиномиального разложения для преобразования выражения в квадратных скобках (37), с учетом формул (15), (16) получаем отклик нелинейной индуктивности, управляемой током (рис. 4б), на воздействие (2):

$$i_L(t) = \sum_{k=0}^{\infty}\sum_{h=0}^{\infty}\hat{A}_L\cdot(\hat{\gamma}_L)_k\cdot\left(p_L^{-1}\right)_k\cdot U_0^{S_L\cdot(1/p_L+k)}/\left[k!\cdot A_L^{S_L\cdot k}\cdot(2j)^h\right]\cdot$$

$$\cdot\sum_{q_1=0}^{h}\cdots\sum_{q_N=0}^{h}\sum_{r_1=0}^{h-s}\cdots\sum_{r_N=0}^{h-s}\prod_{i=1}^{N}\frac{\dot{\overline{U}}_i^{q_i}\cdot\ddot{\overline{U}}_i^{r_i}}{q_i!\cdot r_i!\cdot\omega_i^{q_i+r_i}}\cdot\exp\left[j\cdot\left(\sum_{i=}^{N}n_i\cdot\omega_i\right)\cdot t\right]. \qquad (38)$$

Повторяя преобразования, предусмотренные выражениями (14) – (17), получаем формулу отклика рассматриваемой нелинейной индуктивности $i_L(t)$:

$$i_L(t) = \sum_{k=0}^{\infty}\dot{A}_{L;k,n}\cdot\sum_{h=0}^{\infty}\left(\frac{n-p_L\cdot k}{2}\right)_\beta\cdot\left(\frac{n-p_L\cdot k+1}{2}\right)_\beta\cdot\sum_{s=0}^{h}\cdot\sum_{q_1=0}^{s}\cdots\sum_{q_N=0}^{s}\sum_{r_1=0}^{h-s}\cdots$$

$$\sum_{r_N=0}^{h-s}\prod_{i=1}^{N}\frac{\dot{\overline{U}}_i^{q_i}\cdot\ddot{\overline{U}}_i^{r_i}}{q_i!\cdot r_i!\cdot\omega_i^{q_i+r_i}}\cdot\exp\left[j\cdot\left(\sum_{i=}^{N}n_i\cdot\omega_i\right)\cdot t\right], \qquad (39)$$

где $\dot{A}_{L;k,n} = \hat{A}_L\cdot(\hat{\gamma}_L)_k\cdot(-p_L\cdot k)_n\cdot(-1)^k\cdot U_0^{S_L\cdot(1/p_L+k)}/\left(k!\cdot A_L^{S_L\cdot k}\cdot(2j)^n\right)$

Число положительно определенных частот КК установившегося отклика рассматриваемого НСЭ на воздействие (2), согласно [1, 6], будет определяться числом разбиений величины $\beta = 0{,}5\cdot(k-n)$ на N неотрицательных слагаемых, которое равно $Q = C^{N-1}_{0{,}5\cdot(k-n)+N-1}$. Это позволяет изменить порядок суммирования в правой части (39) следующим образом

$$i_L(t) = \sum_{k=0}^{\infty}\sum_{\beta=0}^{\infty}\dot{A}_{L;k,n,\beta}\cdot z_{UL;\beta}\cdot\exp\left[j\cdot\left(\sum_{i=}^{N}n_i\cdot\omega_i\right)\cdot t\right], \qquad (40)$$

где $\dot{A}_{L;k,n,\beta} = \dot{A}_{L;k,n}\cdot\left(\frac{n-p_L\cdot k}{2}\right)_\beta\cdot\left(\frac{n-p_L\cdot k+1}{2}\right)_\beta$; $z_{UL;\beta} = \sum_{r_1=0}^{\beta}\cdots\sum_{r_N=0}^{\beta}\prod_{i=1}^{N}\frac{\dot{\overline{U}}_i^{q_i}\cdot\ddot{\overline{U}}_i^{r_i}}{q_i!\cdot r_i!\cdot\omega_i^{q_i+r_i}}$.

В частотной области Y – координатного базиса изображение отклика рассматриваемой нелинейности на воздействие (2) получается из (40) суммированием результатов прямого преобразования Фурье соответствующего порядка слагаемых его правой части

$$i_L(f)=\sum_{k=0}^{\infty}\sum_{\beta=0}^{\infty}\dot{A}_{L;k,n,\beta}\cdot z_{UL;\beta}\cdot\delta\left(f\pm\sum_{i=1}^{N}n_i\cdot\omega_i\right). \qquad (41)$$

Величины $\dot{A}_{L;k,n,\beta}$ являются членами Y – матрицы линейного инерционного $2n$ – полюсника, которая рассчитывается при определении НПФ методом нелинейных токов [2, 3] на частотах КК компонент (2).

В заключение, в качестве примера отметим, что общее выражение для установившегося отклика на любом из выходов НИЦ (рис.1), которому подключена нелинейная емкость, в частотной области Y – базиса будет представлять собой ФРВГ вида

$$i_C(f)=\sum_{k=0}^{\infty}\frac{1}{2^k}\cdot\sum_{\beta=0}^{\infty}H_{k,\beta}(\pm f_{\overline{1,k}})\cdot\sum_{g_1=0}^{\beta}\cdots\sum_{g_N=0}^{\beta}\prod_{i=1}^{N}\frac{\dot{\bar{U}}_i^{\,g_i+|n_i|}\cdot\ddot{\bar{U}}_i^{\,g_i}}{g_i!^{|n_i|}\cdot(|n_i|+1)_{g_i}}\cdot\delta\left(f\pm\sum_{i=1}^{N}n_i\cdot f_i\right), \qquad (42)$$

где величины $j\cdot\left(\sum_{i=1}^{N}\omega_i\right)\cdot A_{C;k,n,\beta}$ соотношений (18), (19), (27), (28) входят в НПФ $H_{k,h}(\pm f_{\overline{1,k}})$, соответствующей порядку инкрементальной эквивалентной схемы НИЦ. Выражение вида (42) позволяет рассчитать спектр установившегося отклика исследуемой НИЦ на многочастотное воздействие на рассматриваемом ее выходе.

Выводы

1. На основе КУДН предложены алгоритмы характеризации реактивных НСЭ, не зависящие от формы представления их соотношений «вход-выход».

2. Инкрементальные соотношения «вход-выход» реактивных НСЭ, полученные на основе КУДН, характеризуются высокой степенью подобия, что позволяет унифицировать алгоритм формирования модели исследуемых НИЦ в терминах ФРВГ, которые учитывают в отличие от ФРВ начальные условия.

3. Применение ФДН для описания соотношений «вход-выход» реактивных НСЭ по сравнению с традиционным представлением их в виде формальных степенных рядов дает ощутимый выигрыш в отношении используемого объема памяти. Если предположить, что каждый из M НСЭ моделируемой НИЦ характеризуется m – й степенью нелинейности, то указанный выигрыш в объеме памяти, необходимый для описания того же числа НСЭ, составит величину $M\cdot m/3$ или $M\cdot m/5$ в зависимости от вида ФДН [6, 8].

4. Аналитические свойства ФДН позволяют осуществлять инверсию нелинейного оператора соотношения «вход-выход» реактивных НСЭ всех типов управления, что увеличивает гибкость алгоритмов их характеризации при формировании модели анализируемой НИЦ в произвольном координатном базисе.

Список литературы: 1. *Сверкунов Ю. Д.* Идентификация и контроль качества нелинейных элементов радиоэлектронных систем [Текст] / *Ю. Д. Сверкунов*. М.: Энергия, 1975. 97с. 2. *Богданович Б. М.* Методы нелинейных функционалов в теории электрической связи [Текст] / *Б. М. Богданович, Л. А. Черкас, Е. В. Задедюрин, Ю. М. Вувуникян*. М.: Радио и связь, 1990. 280с. 3. *Гаврилов Л. П.* Нелинейные цепи в программах схемотехнического моделирования [Текст]/ *Л. П. Гаврилов*. М.: СОЛОН-Р, 2002. 367с. 4. *Данилов Л. В.* Теория нелинейных электрических цепей [Текст] // *Л. В. Данилов, П. Н. Матханов, Е. С. Филиппов*. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990. 256с. 5. *Мошнина Е. Н.* Методы аппроксимации нелинейных характеристик радиоустройств [Текст] // *Е. Н. Мошнина, В. В. Ромашов, Е. А. Шуненкова (Е. А. Жиганова), О. В. Перцева.* // Радиотехника, телевидение и связь. Межвузовский сборник научных трудов, посвященный 110-летию В.К. Зворыкина. Муром: МИВлГУ, 1999. С.77–80. 6. *Гулин С. П.* Анализ спектра отклика нелинейности, представленной функцией динамического насыщения, при многочастотном воздействии [Текст] / *С. П. Гулин* // Радіо-електроніка.

Інформатика. Управління. Запоріжжя, ЗНТУ. Наук. журнал. 2008. № 1. С. 31 – 37. 7. *Шустов М.А.* Приборы, методы и среды регистрации и обработки информации на основе бистабильных и промежуточных состояний [Электронные ресурсы]: дис. доктора техн. наук: 01.04.01. Защищена 14.06.07: утв. 18.01.08 / *Шустов Михаил Анатольевич*. М.: РГБ. 2007. 286с. http://diss.rsi.ru-/07/0806/070806026.pdf. 8. *Гулин С. П.* Расчет спектра отклика нелинейности, представленной логарифмической функцией динамического насыщения, при многочастотном воздействии [Текст] // *С. П. Гулин, А. С. Гулин* // Радиотехника. 2009. № 159. С. 373 – 376. 9. *Гулин С. П.* Характеризация резистивных нелинейных элементов на основе концепции управляемого динамического насыщения [Текст] / *С. П. Гулин, А. С. Гулин* // Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. Запоріжжя, ЗНТУ. 2010. № 1. 10. Справочник по специальным функциям / Под ред. М. Абрамовица и И. Стигана. М.: Наука, 1979. 832с.:

Запорожский национальный технический университет *Поступила в редколлегию 06.04.2010*

УДК 517.958:537.8

В.А. ДОРОШЕНКО, д-р физ.-мат. наук, Ю.Д. ШИМУК

РАССЕИВАНИЕ ПОЛЯ ТОЧЕЧНОГО МОНОХРОМАТИЧЕСКОГО ИСТОЧНИКА ПОЛУПРОЗРАЧНЫМ БИКОНУСОМ

Введение

В последнее время повысился интерес к исследованию рассеяния электромагнитных волн на неидеально проводящих структурах, которые являются моделями элементов современных радиофизических и радиотехнических устройств [1]. Замена идеально проводящих структур неидеально проводящими значительно расширяет область их практического использования. Так, применение сверхпроводящих систем способствует передаче на большие расстояния электромагнитной энергии практически без потерь и искажений [1]. Покрытие поверхности плёнкой или слоем не только защищает от повреждений, но также влияет на её электродинамические характеристики [2], вследствие чего возникает возможность ими управлять. Рассеивающие свойства конусов и биконусов, обладающих широкополосными свойствами, более века привлекают внимание исследователей [3]. В отличие от канонических неидеально проводящих структур (диэлектрические шар, цилиндр), для которых получены строгие решения краевых электродинамических задач, неидеально проводящие, в том числе и диэлектрические, конусы и биконусы занимают особое место. Наличие конической вершины делает строгое решение соответствующей краевой задачи проблематичным, а для диэлектрических конусов и биконусов решения строгих электродинамических задач неизвестны. Создание физических и математических моделей рассеяния электромагнитных волн на импедансных конических и биконических структурах является актуальным, а результаты исследований соответствующих краевых электродинамических задач могут эффективно использоваться на этапах проектирования и разработки современных антенных систем, радиолокационных комплексов и электронных приборов.

Цель работы - исследование задачи рассеяния поля радиального электрического диполя на полупрозрачной биконической структуре, способной как пропускать поле, так его и отражать, и являющейся моделью проволочного биконического отражателя.

Формулировка математической задачи

Рассмотрим задачу возбуждения электрическим радиальным диполем полупрозрачного биконуса Σ (рис. 1), состоящего из двух соосных полубесконечных круговых конусов Σ_1 и Σ_2 ($\Sigma = \Sigma_1 \cup \Sigma_2$) с параметрами прозрачности W_s, $s = 1,2$, и углами раскрыва $2\gamma_s$ соответственно. Поле диполя $\vec{E}_0$, $\vec{H}_0$, который расположен внутри и на оси конуса Σ_2, меняется по закону $e^{ia\omega t}$, $a = \pm 1$. Требуется найти в присутствии биконуса и источника поле $\vec{E}$, $\vec{H}$, удовлетворяющее:

1. Уравнениям Максвелла вне биконуса и источника:
2. Краевым условиям на поверхности биконуса:

$$\vec{n}_s \times \left\{ \vec{n}_s \times \left[\vec{E}^+ + \vec{E}^- \right] \right\} = 2\tilde{P}_s \vec{n}_s \times L\left[\vec{H}^+ - \vec{H}^- \right], \tag{1}$$

$$\vec{n}_s \times \vec{E}^+ = \vec{n}_s \times \vec{E}^-, \tag{2}$$

где $\vec{E}^{\pm} = \vec{E}\,|_{\theta=\gamma_s \pm 0}$; $\tilde{P}_s = \dfrac{w}{q} W_s \sin\gamma_s$, $q = iak$, $k = \omega\sqrt{\varepsilon\mu}$, $w = \sqrt{\mu/\varepsilon}$, ε и μ - проницаемости среды, в которую помещен биконус, $\vec{n}_s$ - нормаль к поверхности конуса Σ_s (рис.1), L – дифференциальный оператор 2-го порядка.

3. Условию на бесконечности.
4. Условию ограниченности энергии.

Условия (2) – (4) обеспечивают единственность решения электродинамической задачи [4]. Искомое поле $\vec{E}$, $\vec{H}$ представим в виде

$$\vec{E} = \vec{E}_0 + \vec{E}_1, \quad \vec{H} = \vec{H}_0 + \vec{H}_1, \tag{3}$$

где $\vec{E}_1$, $\vec{H}_1$ – поле, обусловленное присутствием биконуса. Введем сферическую систему координат r, θ, φ с началом в центре биконической структуры ($r = 0$), в которой уравнение конуса Σ_s запишется в виде $\theta = \gamma_s$, а дифференциальный оператор в (1) определяется так:

$$Lg = \left(\frac{\partial^2}{\partial r^2} - q^2 \right)(rg).$$

Для удобства решения краевой задачи(1) – (4) используем электрический потенциал Дебая v, через который выражаются составляющие электромагнитного поля [4]. Введенный потенциал удовлетворяет:

1. Уравнению Гельмгольца всюду вне биконуса и источника;
2. Краевым условиям, соответствующим (1), (2) [5],

$$v\big|_{\Sigma_s} - W_s \sin\gamma_s \left(\frac{\partial}{\partial\theta} v^+ - \frac{\partial}{\partial\theta} v^- \right)\Bigg|_{\Sigma_s} = 0, \tag{4}$$

$$v^+ = v^-; \tag{5}$$

3. Принципу предельного поглощения:
4. Условию ограниченности энергии.

Решение смешанной краевой задачи математической физики относительно v ищем с помощью интегрального преобразования Конторовича – Лебедева с ядром в виде функции Макдональда $K_{i\tau}(qr)$

$$\hat{f}(\tau) = \int_0^{+\infty} f(r) \frac{K_{i\tau}(qr)}{\sqrt{r}} dr \tag{6}$$

$$f(r) = \frac{2}{\pi^2} \int_0^{+\infty} \tau sh\pi\tau \hat{f}(\tau) \frac{K_{i\tau}(qr)}{\sqrt{r}} d\tau. \tag{7}$$

В соответствии со структурой поля (3) потенциал v для полного поля $\vec{E}$, $\vec{H}$ запишем так: $v = v_0 + v_1$, а искомый потенциал поля $\vec{E}_1$, $\vec{H}_1$ представим в соответствии с (6), (7):

$$\upsilon_1 = \frac{\hat{p}}{2\pi^2 r_0} \int_0^{\infty} \tau th\pi\tau \frac{K_{i\tau}(qr_0)}{\sqrt{r_0}} \frac{K_{i\tau}(qr)}{\sqrt{r}} P_{-1/2+i\tau}(\cos\gamma_2) \hat{U}_{i\tau}(\theta,\varphi) d\tau,$$

$$U_{0,\tau}(\theta,\theta_0) = \begin{cases} \alpha_0 P_{-1/2+i\tau}(\cos\theta), & 0 < \theta < \gamma_1, \\ \beta_0 P_{-1/2+i\tau}(\cos\theta) + \xi_0 P_{-1/2+i\tau}(-\cos\theta) & \gamma_1 < \theta < \gamma_2, \\ \xi_0 P_{-1/2+i\tau}(-\cos\theta) & \gamma_2 < \theta < \pi, \end{cases}$$

где $\hat{p}$ – известная величина, связанная с моментом диполя, а неизвестные коэффициенты α_0, β_0, ξ_0 η_0 находятся из условий (4), (5). В результате получаем υ_1, который в области $\gamma_2 < \theta < \pi$ записывается в виде

$$\upsilon_1 = \frac{\hat{p}}{2\pi^2 r_0} \int_0^{\infty} \tau th\pi\tau \frac{K_{i\tau}(qr_0)}{\sqrt{r_0}} \frac{K_{i\tau}(qr)}{\sqrt{r}} \eta_0 P_{-1/2+i\tau}(\cos\gamma_2) P_{-1/2+i\tau}(-\cos\theta) d\tau, \tag{8}$$

$$\eta_0 = \frac{W_1 P_{-1/2+i\tau}(\cos\gamma_2)\frac{2}{\pi}ch\pi\tau - \Delta_{i\tau}(\gamma_1,\gamma_2)P_{-1/2+i\tau}(\cos\gamma_1) + W_2\frac{2}{\pi}ch\pi\tau[P_{-1/2+i\tau}(\cos\gamma_1)]^2}{\Delta_{i\tau}(\gamma_1,\gamma_2)P(\cos\gamma_1)P_{-1/2+i\tau}(-\cos\gamma_2) - \frac{4}{\pi^2}ch^2\pi\tau W_1 W_2 - \frac{2}{\pi}ch\pi\tau T_{i\tau}(W_1,W_2,\gamma_1,\gamma_2)},$$

где

$$\Delta_{i\tau}(\gamma_1,\gamma_2) = P_{-1/2+i\tau}(\cos\gamma_1)P_{-1/2+i\tau}(-\cos\gamma_2) - P_{-1/2+i\tau}(-\cos\gamma_1)P_{-1/2+i\tau}(\cos\gamma_2),$$

$$T_{i\tau}(W_1,W_2,\gamma_1,\gamma_2) = W_2 P_{-1/2+i\tau}(\cos\gamma_1)P_{-1/2+i\tau}(-\cos\gamma_1) + W_1 P_{-1/2+i\tau}(\cos\gamma_2)P_{-1/2+i\tau}(-\cos\gamma_2).$$

В случае полупрозрачного конуса с вставкой в виде сплошного идеально проводящего конуса ($W_1 = 0$) имеем

$$\eta_0 = \frac{-\Delta_{i\tau}(\gamma_1,\gamma_2) + W_2\frac{2}{\pi}ch\pi\tau P_{-1/2+i\tau}(\cos\gamma_1)}{\Delta_{i\tau}(\gamma_1,\gamma_2)P_{-1/2+i\tau}(-\cos\gamma_2) - W_2\frac{2}{\pi}ch\pi\tau P_{-1/2+i\tau}(-\cos\gamma_1)}.$$

Для одиночного полупрозрачного конуса Σ_2 ($W_1 \to \infty$) получаем:

$$\eta_0 = \frac{P_{-1/2+i\tau}(\cos\gamma_2)}{-\frac{2}{\pi}W_2 ch\pi\tau - P_{-1/2+i\tau}(\cos\gamma_2)P_{-1/2+i\tau}(-\cos\gamma_2)}.$$

Под спектром рассматриваемой краевой задачи понимается множество полюсов подынтегральной функции в представлении (8) после перехода к интегрированию по мнимой оси ($\tilde{\mu} = i\tau$). Существенным является тот факт, что спектральными параметрами данной краевой задачи являются углы раскрыва конусов γ_1, γ_2 и параметры прозрачности конусов W_1, W_2. Спектр краевой задачи в случае полупрозрачного биконуса определяется корнями такого уравнения:

$$\Delta_{\tilde{\mu}}P_{-1/2+\tilde{\mu}}(\cos\gamma_1)P_{-1/2+\tilde{\mu}}(-\cos\gamma_2) - \frac{4}{\pi^2}W_1 W_2\cos^2\pi\tilde{\mu} - \frac{2}{\pi}\cos\pi\tilde{\mu}T_{\tilde{\mu}} = 0. \qquad (9)$$

В случае полупрозрачного конуса со вставкой в виде сплошного конуса уравнение имеет вид

$$\Delta_{\tilde{\mu}}P_{-1/2+\tilde{\mu}}(-\cos\gamma_2) - W_2\frac{2}{\pi}\cos\pi\tilde{\mu}P_{-1/2+\tilde{\mu}}(-\cos\gamma_1) = 0, \qquad (10)$$

а для одиночного полупрозрачного конуса Σ_2

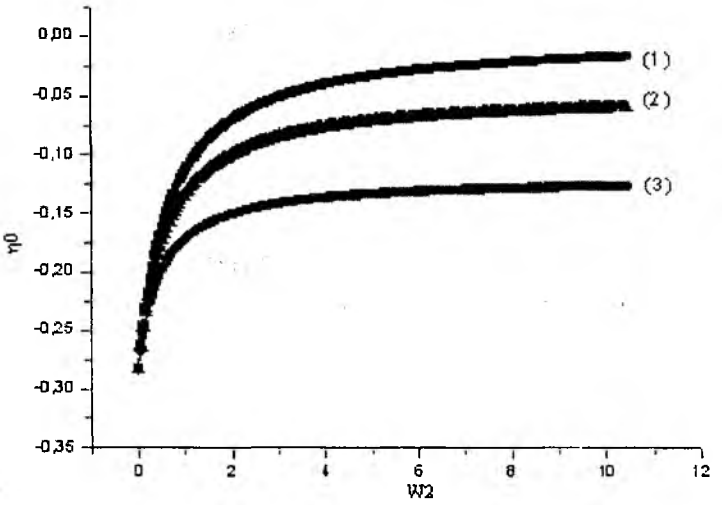
$$-\frac{2}{\pi}W_2\cos\pi\tilde{\mu} - P_{-1/2+\tilde{\mu}}(\cos\gamma_2)P_{-1/2+\tilde{\mu}}(-\cos\gamma_2) = 0. \qquad (11)$$

Следует отметить, что наименьшее из спектральных значений μ_0, являющимся решением уравнений (9)-(11) определяет поведение поля вблизи центра биконической поверхности или вершины конуса:

$$|\vec{E}| \sim |qr|^{-3/2+\mu_0},\ |\vec{H}| \sim |qr|^{-1/2+\mu_0},\ |qr| << 1. \qquad (12)$$

Численные результаты

На рис. 1 приведены зависимости коэффициентов η_0 для одиночного полупрозрачного конуса, полупрозрачного конуса со сплошной вставкой и полупрозрачного биконуса от параметра полупрозрачности внешнего конуса при условии, что $\tau = 1$. Из графиков видно, что наибольшее значение модуля плотности поверхностного тока соответствует полупрозрачному конусу со сплошной вставкой, наименьшее – одиночному полупрозрачному конусу, что связано с особенностями рассеивающих поверхностей.



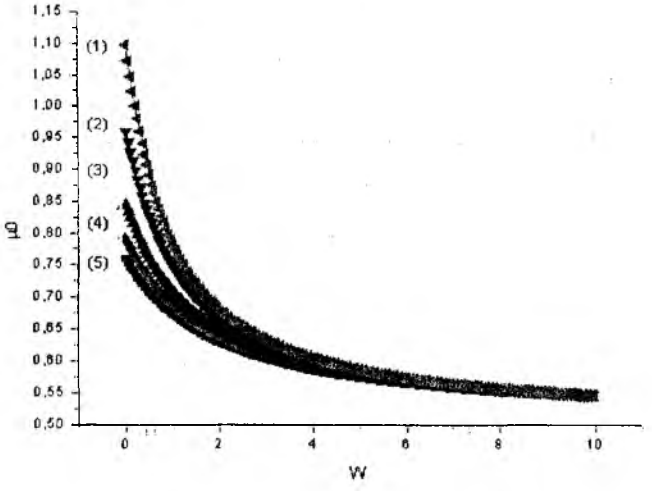
(1) одиночный полупрозрачный конус, $\gamma = \pi / 3$;

(2) полупрозрачный биконус, $\gamma_1 = \pi / 8, \gamma_2 = \pi / 3$, $W_1 = 1$;

(3) полупрозрачный конус с внутренним экраном $\gamma_1 = \pi / 8, \gamma_2 = \pi / 3$.

Рис. 1

На рис. 2 представлены кривые зависимостей наименьшего спектрального значения μ_0 для одиночного полупрозрачного конуса от параметра полупрозрачности при разных углах раскрыва конуса. Из графиков и (12) следует, что при увеличении угла полураскрыва конуса особенность поля вблизи вершины ослабевает. Однако при увеличении параметра полупрозрачности наблюдается усиление особенности поля.

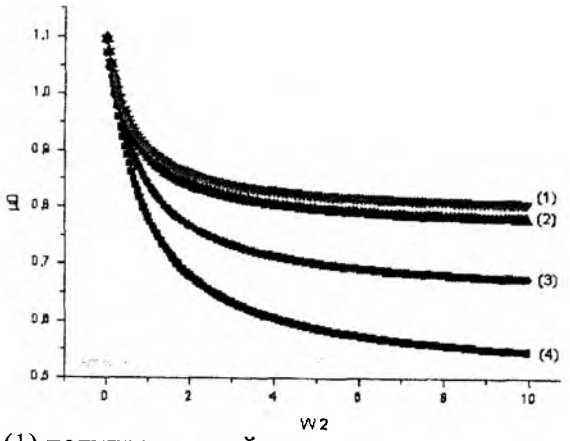


(1) $\gamma = \frac{\pi}{3}$; (2) $\gamma = \frac{\pi}{4}$; (3) $\gamma = \frac{\pi}{6}$; (4) $\gamma = \frac{\pi}{8}$; (5) $\gamma = \frac{\pi}{10}$

Рис. 2

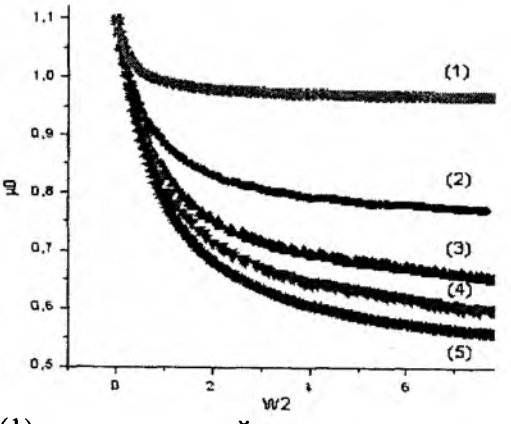
На рис. 3 для сравнения представлены кривые зависимости наименьшего спектрального значения для одиночного полупрозрачного конуса (кривая 4) и для конической структуры, состоящей из полупрозрачного конуса со сплошной идеально проводящей вставкой (кривые 1 – 3).

Из рис. 3 и выражения (12) заключаем, что наличие вставки уменьшает особенность электромагнитного поля вблизи вершины полупрозрачного конуса. Из графиков также можно заключить, что с расширением внутреннего конуса в случае структуры, состоящей из полупрозрачного конуса со сплошной вставкой, особенность электромагнитного поля вблизи вершины ослабевает.



(1) полупрозрачный конус со сплошным экраном, $\gamma_1 = \pi/8, \gamma_2 = \pi/3$;
(2) полупрозрачный конус со сплошным экраном, $\gamma_1 = \pi/10, \gamma_2 = \pi/3$;
(3) полупрозрачный конус со сплошным экраном, $\gamma_1 = \pi/50, \gamma_2 = \pi/3$;
(4) одиночный полупрозрачный конус, $\gamma = \pi/3$

Рис. 3



(1) полупрозрачный конус со сплошным экраном, $\gamma_1 = \pi/4$, $\gamma_2 = \pi/3$;
(2) полупрозрачный биконус, $\gamma_1 = \pi/4$, $\gamma_2 = \pi/3$, $W_1 = 1$;
(3) полупрозрачный биконус, $\gamma_1 = \pi/4$, $\gamma_2 = \pi/3$, $W_1 = 3$;
(4) полупрозрачный биконус, $\gamma_1 = \pi/4$, $\gamma_2 = \pi/3$, $W_1 = 7$;
(5) одиночный полупрозрачный конус, $\gamma = \pi/3$

Рис. 4

Анализ кривых на рис. 4 показывает, что наличие внутреннего экрана внутри полупрозрачного конуса влияет на значения μ_0. Причем с уменьшением параметра полупрозрачности внутреннего конуса это значение увеличивается, а особенность поля вблизи вершины ослабевает. В предельном случае внутреннего сплошного идеально проводящего экрана ($W_1 = 0$) μ_0 принимает наибольшие значения, а особенность поля будет минимальной.

Анализ распределения плотности поверхностного тока в случае возбуждения электрическим радиальным диполем показал, что на конических поверхностях возбуждаются только радиальные токи, выражение для плотности которых имеет вид:

$$j_r = \frac{q}{w}\frac{1}{8W_2 \sin\gamma_2}\frac{\tilde{p}}{r_0\sqrt{rr_0}}\int_0^\infty \tau \frac{sh\pi\tau}{ch\pi\tau} e^{\pi\tau} P_{-1/2+i\tau}(\cos\gamma_2) M_{i\tau}(\gamma_2) H_{i\tau}^{(2)}(kr) H_{i\tau}^{(2)}(kr_0) d\tau,$$

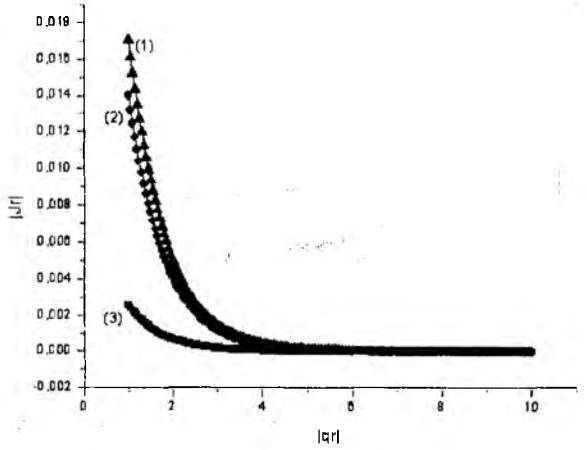
где

$$M_{i\tau}(\gamma_2) = P_{-1/2+i\tau}(-\cos\gamma_2)\eta_0 + 1,$$

а $H_{i\tau}^{(2)}(kr)$ – функция Ханкеля второго рода.

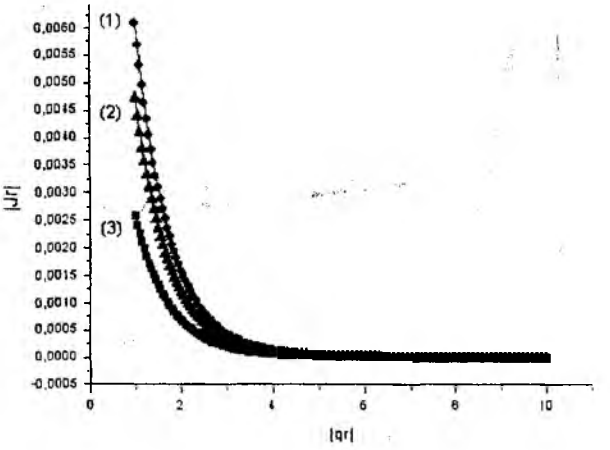
На рис. 5 представлены зависимости модулей плотности поверхностного тока от значения $|qr|$ для одиночных полупрозрачного и сплошного конусов. Из графиков можно заключить, что при фиксированных $|qr|$ в точке наблюдения на конусе наибольшие значения $|j_r|$ соответствуют сплошному идеально проводящему конусу.

При увеличении параметра полупрозрачности W плотность тока в рассматриваемой точке уменьшается. При значениях $|qr| > 4$ значение $|j_r|$ пренебрежимо мало. Из этого можно сделать вывод, что при осесимметричном возбуждении полупрозрачного конуса результаты для полубесконечных конусов могут быть использованы для анализа распределения токов в случае конечного полупрозрачного конуса.



(1) сплошной идеально проводящий конус, $\gamma = \pi / 3$;
(2) одиночный полупрозрачный конус, $\gamma = \pi / 3$, $W = 0.1$;
(3) одиночный полупрозрачный конус, $\gamma = \pi / 3$, $W = 3$.

Рис. 5



(1) полупрозрачный конус со сплошной вставкой, $\gamma_1 = \pi / 4$, $\gamma_2 = \pi / 3$, $W_2 = 3$
(2) полупрозрачный конус со сплошной вставкой, $\gamma_1 = \pi / 8$, $\gamma_2 = \pi / 3$, $W_2 = 3$
(3) одиночный полупрозрачный конус, $\gamma = \pi / 3$, $W = 3$.

Рис. 6

Из рис. 6 видно, что присутствие сплошной вставки внутри полупрозрачного конуса усиливает плотность поверхностного тока. Также плотность тока увеличивается при увеличении угла полураскрыва внутреннего конуса для конической структуры, состоящей из полупрозрачного конуса со вставкой в виде сплошного идеально проводящего конического экрана.

Заключение

Впервые рассмотрена задача возбуждения полупрозрачного биконуса электрическим радиальным диполем. Решение рассматриваемой краевой задачи найдено с привлечением потенциалов Дебая и интегральных преобразований Конторовича – Лебедева. Получены как численные, так и аналитические решения поставленной задачи в важных частных случаях. Изучено влияние поверхностных свойств структуры на ее рассеивающие свойства, в частности, на особенность поля вблизи вершины конической поверхности, характеризующуюся наименьшим спектральным значением. Получены аналитические решения для плотности поверхностного тока, изучено влияние поверхностных свойств сложной конической структуры на распределение тока.

Список литературы: 1. *Кравченко В. Ф.* Электродинамика сверхпроводящих структур. Теория, алгоритмы и методы вычислений. М: Физматлит. 2006. 280с. 2. *Масалов С. А., Рыжак А. В., Сухаревский О. И. и др.* Физические основы диапазонных технологий типа «Стелс». Санкт-Петербург: ВИКУ им. А. Ф. Можайского, 1999. 163с. 3. *Philippe De Doncker.* A potential integral equation methods for electromagnetic scattering by penetrable bodies // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. Vol. 49, №7. 2001. P.1037-1042. 4. *Ильинский А.С., Кравцов В.В., Свешников А.Г.* Математические модели электродинамики. М.: Высш. шк., 1991. 224с. 5. *Дорошенко В.А., Кравченко В.Ф.* Дифракция электромагнитных волн на незамкнутых конических структурах. М.: Физматлит, 2009. 272с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.05.2010

УДК 621.372

А. М. ИВАНИЦКИЙ д-р техн. наук, М. В. РОЖНОВСКИЙ

ИССЛЕДОВАНИЕ ПЬЕЗОКЕРАМИЧЕСКИХ РЕЗОНАТОРОВ ПРИ ЭКСПОСИНУСОИДАЛЬНОМ ВОЗДЕЙСТВИИ

Введение

Открытие новых явлений и эффектов материального мира в большинстве случаев всегда благотворно влияет на развитие науки, техники, что, в свою очередь, ускоряет развитие мирового технического прогресса. Явление выделения активной мощности реактивными элементами электрической цепи при экспофункциональном воздействии [1, 2], открытое в 1994 году, не исключение. Частные случаи экспофункциональных сигналов известны давно, например экспосинусоида (экспоненциальный радиоимпульс) [3], но до 1994 года не было описано уникальное свойство этих сигналов, благодаря которым возникает новое указанное выше явление, что отличает экспофункциональные сигналы от других. В результате этого открытия постепенно, по мере своего развития, появилась теория электрических цепей при экспофункциональном воздействии. Данная теория вытекает из традиционной теории электрических цепей путем применения логических (математических) операций без каких-либо допущений. В связи с тем, что в природе можно реализовать экспофункциональные сигналы, то эта теория описывает реальные процессы, существующие в реальных устройствах. Это в свою очередь порождает проблему, связанную с подробным изучением возможности применения данной теории в различных отраслях электротехники и связи. Так, в литературе [1, 4] высказана гипотеза, что указанное достижение в области теории электрических цепей можно распространить и на другие динамические системы (у которых существует схема замещения в виде электрической *RLC*-цепи) с помощью различных аналогий (электромеханических, электрогидравлических и др.). Однако какое-либо доказательство данной гипотезы в литературе отсутствует, поэтому цель данной статьи – исследовать электромеханическую систему при экспосинусоидальном воздействии на примере пьезокерамического резонатора.

Теоретическое доказательство возможности повышения добротности пьезокерамических резонаторов при экспосинусоидальном воздействии

Анализ литературы [5 – 10] привел к следующим выводам, которые необходимо использовать при доказательстве возможности повышения добротности пьезокерамических резонаторов с помощью экспофункциональных сигналов:

1. Пьезокерамический преобразователь является диэлектриком с нанесенными на поверхности металлическими электродами, т.е. представляет собой конденсатор с ёмкостью C_0 [5].

2. При подключении к электродам пьезокерамического преобразователя электрического напряжения $u(t)$ в диэлектрике в основном образуется электрическое поле с напряженностью $E(t)$ [5, 6].

3. Пьезоэлектрики – это кристаллические вещества, в которых при сжатии или растяжении в определенных направлениях возникает электрическая поляризация даже в отсутствии электрического поля (прямой пьезоэффект). Существует и обратный пьезоэффект – появление механической деформации под действием электрического поля. Связь между механическими и электрическими переменными носит в обоих случаях линейный характер [5 – 7]:

$$D = dT, \tag{1}$$

$$S = dE, \tag{2}$$

где D – модуль вектора электрической индукции; E – модуль вектора напряженности электрического поля; T – механическое напряжение; S – механическая деформация; d – пьезомодуль.

4. Пьезокерамический преобразователь является электромеханическим преобразователем [5 – 7].

5. Коэффициент электромеханической связи k пьезокерамического материала определен формулами [7]:

$$k^2 = \frac{\textit{Электрическая энергия, преобразованная в механическую}}{\textit{Подведеная электрическая энергия}}, \tag{3}$$

$$k^2 = \frac{\textit{Механическая энергия, преобразованная в электрическую}}{\textit{Подведеная механическая энергия}}. \tag{4}$$

Коэффициент электромеханической связи, определенный по формуле (4), соответствует прямому пьезоэлектрическому эффекту, по формуле (3) – обратному пьезоэлектрическому эффекту.

6. Электрическая схема замещения пьезокерамического преобразователя показана на рис. 1. На этой схеме C_0 – статическая емкость; R, L, C – динамические элементы [5, 7].

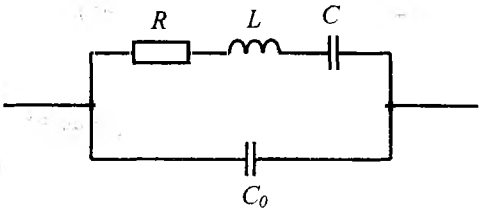


Рис. 1

7. Механические переменные связаны между собой по закону Гука [9, 10]

$$T = cS, \tag{5}$$

где c – модуль упругости.

8. Пассивные элементы механических цепей с поступательным движением [8]:

$$f_M(t) = M\frac{d^2x_M(t)}{dt^2}, \tag{6}$$

$$f_K(t) = Kx_K(t), \tag{7}$$

$$f_B(t) = B\frac{dx_B(t)}{dt}, \tag{8}$$

где $f_M(t)$, $f_K(t)$, $f_B(t)$ – силы, действующие на соответствующий элемент, $x_M(t)$, $x_K(t)$, $x_B(t)$ – соответствующие перемещения элементов относительно координатных осей, M – масса элемента, K – жесткость пружины, B – сопротивление поступательному движению.

9. Уравнение вынужденных колебаний механической системы, имеющей одну степень свободы, имеет вид [8]

$$M\frac{d^2x}{dt^2} + B\frac{dx}{dt} + Kx = f(t), \tag{9}$$

где $f(t)$ – внешняя сила, приложенная к механической системе; перемещение

$$x = x_M(t) = x_K(t) = x_B(t). \tag{10}$$

10. Механическим напряжением T называется физическая величина, численно равная упругой силе f, приходящейся на единицу площади сечения S_1 [9, 10]:

$$T = \frac{f}{S_1}. \tag{11}$$

11. Мерой механической деформации S является относительная деформация [9, 10]

$$S = \frac{\Delta l}{l} = \frac{x}{l}, \tag{12}$$

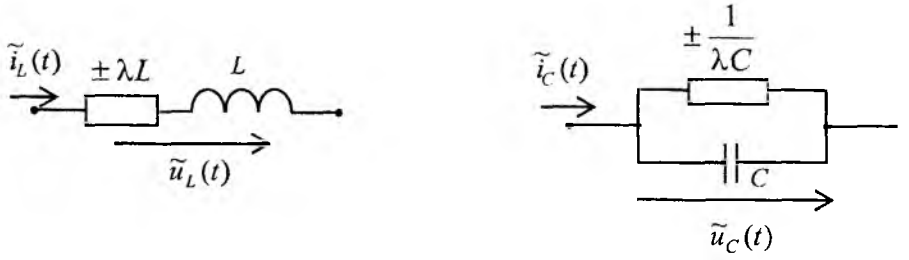
где Δl – абсолютная деформация, равная перемещению точки тела; l – первоначальная длина тела.

Теперь докажем (вначале теоретически) возможность повышения добротности пьезокерамических резонаторов с помощью экспофункциональных сигналов.

Перед тем, как приступить непосредственно к доказательству, напомним некоторые положения из теории цепей с сосредоточенными параметрами при экспофункциональных сигналах. Особенности электрических *RLC*-цепей *n*-го порядка при экспофункциональных воздействиях, у которых, например, задающее напряжение источника напряжения имеет форму экспофункции:

$$e(t) = E_m e^{\pm \lambda t} \widetilde{e}(t), \tag{13}$$

где $E_m > 0$; $\lambda > 0$; $\widetilde{e}(t)$ – ядро экспофункций – произвольная функция от времени t (включая обобщенную), не имеющая сомножителя $e^{\mp \lambda t}$; удобно исследовать способом, описанным в [11]. В силу доказанного в [11] свойства консервативности экспофункций, напряжения и токи в *RLC*-цепи при указанных воздействиях (13) являются также экспофункциями с экспоненциальными множителями, совпадающими с экспоненциальным множителем воздействия. Отличительной особенностью экспофункциональных сигналов по отношению к обычным сигналам является то, что в результате воздействия экспофункциональными сигналами на электрическую *RLC*-цепь в схеме замещения для ядер экспофункций этой цепи появляются дополнительные параметры: последовательно с каждой i-й индуктивностью появляется сопротивление $\pm\lambda L_i$; параллельно с каждой j-й емкостью – проводимость $\pm\lambda C_j$. Для ядер экспофункций напряжений и токов схемы замещения индуктивности и емкости показаны на рис. 2 (*а* – схема замещения индуктивности, *б* – схема замещения емкости).



а *б*

Рис. 2

Из этих схем замещения для ядер экспофункций следует, что для нижнего знака при λ происходит компенсация потерь в реактивных элементах *RLC*-цепи. Для полной компенсации потерь в катушке индуктивности необходимо выполнение условия [11]

$$R_L = \lambda L, \tag{14}$$

где R_L – сопротивление потерь катушки индуктивности по последовательной схеме; L – индуктивность катушки. Для полной компенсации потерь конденсатора необходимо выполнение условия [11]

$$R_C = \frac{1}{\lambda C}, \tag{15}$$

где R_C – сопротивление потерь конденсатора по параллельной схеме; C – емкость конденсатора.

Пусть электрическое напряжение $u(t)$, подключенное к электродам пьезокерамического преобразователя, имеет вид

$$u(t) = U_m e^{-\lambda t}\tilde{u}(t), \tag{16}$$

т.е. является экспофункциональным [11]. В силу фактов 1 и 2 в диэлектрической среде пьезокерамического преобразователя появляется экспофункциональное поле, модуль вектора напряженности электрического поля которого

$$E = E_m e^{-\lambda t}\tilde{E}, \tag{17}$$

где $\tilde{E}$ – модуль ядра вектора напряженности электрического поля.

Подставим выражение (17) в равенство (2)

$$S = dE_m e^{-\lambda t}\tilde{E}, \tag{18}$$

а полученное выражение (18) – в равенство (5)

$$T = cdE_m e^{-\lambda t}\tilde{E}. \tag{19}$$

Зная величину T, можно найти упругую силу из выражения (11)

$$f(t) = TS_1 = cdS_1 E_m e^{-\lambda t}\tilde{E} = f_m e^{-\lambda t}\tilde{f}(t), \tag{20}$$

а также, зная величину S из выражения (18), можно найти перемещение по формуле (12)

$$x = Sl = dlE_m e^{-\lambda t}\tilde{E} = x_m e^{-\lambda t}\tilde{x}(t). \tag{21}$$

В связи с тем, что в механической части пьезокерамического преобразователя, как видно из факта 6, существуют механические элементы, описанные уравнениями (6) – (8), которые образуют механическую систему, имеющую одну степень свободы, то, учитывая, что в силу фактов 5, 7 и 10 на эту систему действует упругая сила, описываемая выражением (20). Это приводит к тому, что в этой системе имеет место перемещение вида (21). Учитывая сказанное, можно записать уравнение (9) с учетом (10) в виде

$$Kx_m e^{-\lambda t}\tilde{x}(t) + Bx_m e^{-\lambda t}\left(-\lambda\tilde{x}(t) + \frac{d\tilde{x}(t)}{dt}\right) + Mx_m e^{-\lambda t}\left(\lambda^2\tilde{x}(t) - 2\lambda\frac{d\tilde{x}(t)}{dt} + \frac{d^2\tilde{x}(t)}{dt^2}\right) = f_m e^{-\lambda t}\tilde{f}(t). \tag{22}$$

После простых преобразований это уравнение можно привести к форме

$$M\frac{d^2\tilde{x}(t)}{dt^2} + (B - 2M\lambda)\frac{d\tilde{x}(t)}{dt} + (K - \lambda B + M\lambda^2)\tilde{x}(t) = \frac{f_m}{x_m}\tilde{f}(t). \tag{23}$$

Добротность механической системы

$$Q_{\text{м}} = \frac{\sqrt{(K - \lambda B + M\lambda^2)/M}}{(B - 2M\lambda)/M}. \qquad (24)$$

Из этого выражения видно, что при $\lambda = 0$ получаем добротность, соответствующую добротности пьезокерамического резонатора. При $\lambda > 0$ – добротность увеличивается до бесконечности, т. е. происходит полная компенсация механических потерь. Условие бесконечной добротности

$$B = 2M\lambda. \qquad (25)$$

Таким образом, из равенства (25) можно получить величину λ, необходимую для полной компенсации потерь в электромеханическом преобразователе:

$$\lambda = \frac{B}{2M}. \qquad (26)$$

Это означает, что, изменяя величину параметра λ, можно изменять величину добротности электромеханической системы (пьезорезонатора) при экспосинусоидальном воздействии. Что и требовалось доказать.

Экспериментальное исследование пьезокерамического резонатора при экспосинусоидальных воздействиях

Теперь проведем экспериментальные исследования пьезокерамического резонатора.

Эксперименты, результаты которых представлены и описаны далее, проведены с помощью программной среды Multisim [12] и реального макета [13], который предназначен для исследования амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) *RLC*-цепей при экспофункциональном воздействии. В качестве объекта исследования (как исследуемый образец) использовался пьезоэлемент, извлеченный из пьезокерамического фильтра ПФ1П-2.

Следует отметить, что с помощью экспосинусоидального воздействия можно как повышать величину добротности пьезорезонатора (нижний знак при λ), при этом компенсируя его потери, так и уменьшать величину добротности путем внесения дополнительных потерь в пьезорезонатор (верхний знак при λ), воздействуя на него тем же экспосинусоидальным сигналом.

В ходе первой части эксперимента проведен сравнительный анализ АЧХ пьезоэлемента при гармоническом (синусоидальном) воздействии и экспосинусоидальном воздействии. При этом с помощью экспосинусоидального воздействия необходимо повысить добротность пьезорезонатора. Для этого формируем экспосинусоидальный сигнал на входе пьезорезонатора периодической последовательностью импульсов вида $Ue^{-\lambda t}$ [14] и восстанавливаем синусоиду на выходе пьезорезонатора периодической последовательностью импульсов вида $Ue^{\lambda t}$. В результате получим АЧХ пьезорезонатора при экспосинусоидальном и гармоническом воздействии рис. 3.

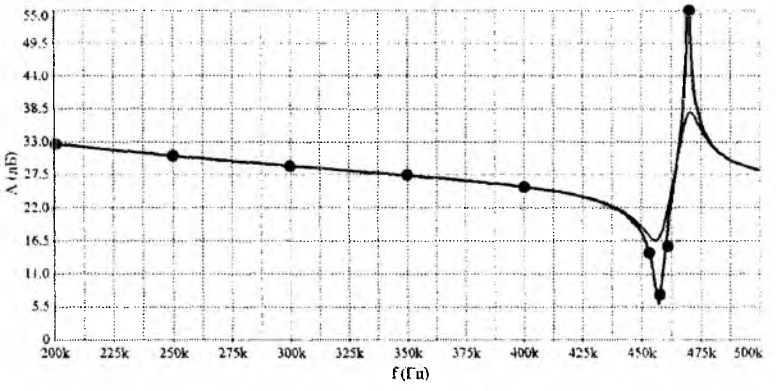


Рис. 3

На рис. 3 жирной линией показана АЧХ электрической схемы замещения пьезорезонатора при экспосинусоидальном воздействии (точками показаны измеренные значения), а тонкой линией – АЧХ при синусоидальном воздействии. Из рис. 3 видно, что при экспосинусоидальном воздействии АЧХ вблизи резонансной и антирезонансной частот значительно вытягивается, а это означает, что добротность пьезокерамического резонатора значительно увеличивается, что подчеркивает правильность теории.

Подчеркнем, что АЧХ на рис. 3 получены с помощью среды моделирования Multisim. Для подтверждения достоверности полученных результатов был проведен натурный эксперимент с использованием макета [13]. Результаты натурных измерений АЧХ пьезорезонатора на макете и в программной среде Multisim в численном виде приведены в табл. 1.

В таблице значение величины Δ показывает разницу между значениями затухания АЧХ пьезорезонатора, полученными на модели макета в среде Multisim, и значениями затухания АЧХ – полученными в результате натурного эксперимента на реальном макете. Указанная величина Δ определяется по формуле

$$\Delta = \left| A(\text{Multisim}) - A(\text{Макет}) \right|, \tag{27}$$

где A(Multisim) – это величина затухания АЧХ, полученная в программной среде Multisim, A(Макет) – величина затухания АЧХ, полученная на реальном макете.

Таблица 1

f, кГц	АЧХ пьезорезонатора при гармоническом воздействии (А, *дБ*) (Multisim, натурный эксперимент)	АЧХ пьезорезонатора при экспосинусоидальном воздействии (А, *дБ*) (Multisim)	АЧХ пьезорезонатора при экспосинусоидальном воздействии (А, *дБ*) (Макет)	Δ, *дБ* (Multisim – макет)
350	27,3	27,3	27,3	0
400	25,4	25,4	25,4	0
453	17,4	14,2	14	0,2
457	16,5	7,3	7,6	0,3
460	21,1	16,3	16	0,3
470	37,9	55	55	0

В ходе второй части эксперимента проведен сравнительный анализ АЧХ пьезоэлемента при гармоническом (синусоидальном) воздействии и экспосинусоидальном воздействии при условии, что с помощью экспосинусоидального воздействия необходимо уменьшить добротность пьезорезонатора. Для этого формируем экспосинусоидальный сигнал на входе пьезорезонатора периодической последовательностью импульсов вида $Ue^{\lambda t}$ и восстанавливаем синусоиду на выходе пьезорезонатора периодической последовательностью импульсов вида $Ue^{-\lambda t}$. АЧХ пьезорезонатора при экспосинусоидальном и гармоническом воздействии показаны на рис. 4.

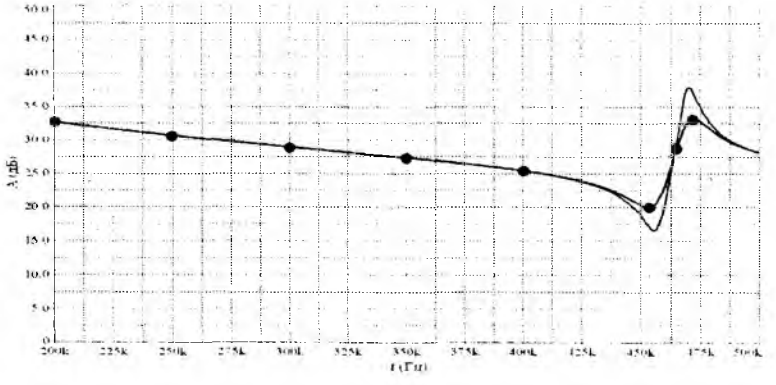


Рис. 4

На рис. 4, аналогично, как и на рис. 3, жирной линией показана АЧХ электрической схемы замещения пьезорезонатора при экспосинусоидальном воздействии (точками показаны измеренные значения), а тонкой линией – АЧХ при синусоидальном воздействии. Из рис. 4 видно, что экстремумы АЧХ при экспосинусоидальном воздействии вблизи резонансной и антирезонансной частот значительно меньше, чем при гармоническом воздействии, что в свою очередь указывает на уменьшение добротности пьезорезонатора при экспосинусоидальном воздействии, как и должно быть в соответствии с теорией.

Результаты измерений АЧХ пьезорезонатора на макете и в программной среде Multisim в численном виде приведены в табл. 2. В табл. 2 величина Δ рассчитана согласно формуле (27).

Проанализировав данные в табл. 1 и 2, можно сказать, что значения Δ, обозначающие отклонение результатов, полученных в среде моделирования Multisim, от результатов, полученных на макете, очень малы и прослеживаются лишь вблизи резонансной частоты, где сопротивление резонатора резко меняется, а если еще учесть погрешность оператора, снимавшего показания с измерительного прибора (осциллографа С1 - 55), то можно сделать вывод о практически полном совпадении результатов, полученных на макете и в среде моделирования Multisim.

Таблица 2

f, кГц	АЧХ пьезорезонатора при гармоническом воздействии (А, *дБ*) (Multisim, натурный эксперимент)	АЧХ пьезорезонатора при экспосинусоидальном воздействии (А, *дБ*) (Multisim)	АЧХ пьезорезонатора при экспосинусоидальном воздействии (А, *дБ*) (Макет)	Δ, *дБ* (Multisim – макет)
350	27,3	27,3	27,3	0
400	25,4	25,4	25,4	0
457	16,5	20,03	20	0,03
465	28,2	28,2	28	0,2
470	37,9	33,2	33,2	0

Выводы

Таким образом, в результате проведенных исследований приведено теоретическое и практическое доказательство возможности увеличения и уменьшения величины добротности пьезокерамических резонаторов при экспосинусоидальном воздействии. Так как пьезокерамический резонатор является электромеханическим преобразователем, то в результате приведенного доказательства получила подтверждение гипотеза. Необходимо отметить также, что в ходе проведенных исследований получена формула расчета параметра λ, необходимого для компенсации потерь в электромеханических резонаторах, а именно – в пьезокерамических резонаторах при экспофункциональных воздействиях. Компенсация потерь в пьезорезонаторах позволяет повысить качественные показатели устройств, построенных на указанных элементах, например повысить избирательность пьезокерамических фильтров и расширить их рабочий диапазон частот.

Список литературы: 1. *Іваницький А.М.* Явище виділення активної потужності реактивними елементами електричного кола / Диплом на відкриття НВ №3, зареєстровано 12.01.99; приорітет від 30.11.94 // Винахідник України. 2' 1999/ 1' 2000. С.121-126. 2. *Иваницкий А.М.* Простое доказательство существования явления выделения активной мощности реактивными элементами / А.М. Иваницкий // Наук. праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. 2007. № 1. С. 3 – 5. 3. *Денисенко А.Н.* Сигналы. Теоретическая радиотехника. Справ. пособие / Денисенко А.Н. М.: Горячая линия – Телеком, 2005. 704 с. 4. *Иваницкий А.М.* Эффект выделения активной мощности реактивными элементами / А.М. Иваницкий // Техніка майбутнього. ТЕМА. 1997. № 5 – 6. С. 29, 30. 5. *Фрид Е.А.* Пьезокерамические фильтры / Фрид Е.А., Азарх С.Х. М.: Энергия, 1967. 40 с. 6. *Смажевская Е.Г.* Пьезоэлектрическая керамика / Смажевская Е.Г., Фельдман Н.Б. М.: Сов. радио, 1971. 200 с. 7. *Яффе Б.* Пьезоэлектрическая керамика / Яффе Б., Кук У., Яффе Г. М.: Мир, 1974. 286 с. 8. *Гарднер М.Ф.* Переходные процессы в линейных системах с сосредоточенными постоянными / Гарднер М.Ф., Бэрнс Дж. М.: ФМЛ, 1961. 552 с. 9. Физика. Большой энциклопедический

словарь / Гл. ред. А.М. Прохоров. 4-е изд. М.: Большая Российская энциклопедия, 1999. 944 с. 10. Справочник по физике / Сост.: Б.М. Яворский, А.А. Детлаф. 2-е изд. М.: Наука. 848 с. 11. *Иваницкий А.М.* Реактивные элементы при экспофункциональных воздействиях / А.М. Иваницкий // Информатика и связь: Сб. науч. тр. Укр. госуд. акад. связи им. А.С. Попова. Одесса. 1996. № 1. С. 236 – 240. 12. *Карлащук В.И.* Электронная лаборатория на IBM PC. Лабораторный практикум на базе Electronics Workbench и Matlab. Изд. 5-е, перераб. и доп. / Карлащук В.И. М.: СОЛОН-Пресс, 2004. 799с. 13. *Иваницкий А.М.* Исследование явления выделения активной мощности реактивными элементами при экспофункциональных воздействиях / А.М. Иваницкий, Д.Г. Паску // Известия высших учебных заведений «Радиоэлектроника». Киев. 2008. № 10. С. 33 – 39. 14. *Пат. 16170* Україна, МПК H03K 5/156. Система формування періодичних послідовностей імпульсів виду $Ue^{-\lambda t}$ і виду $Ue^{\lambda(t-\Delta t)}$ / А.М. Іваницький, Д.Г. Паску. № u 2006 02656; заявл. 13.03.2006; опубл. 17.07.2006, Бюл. № 7.

Одесская национальная академия связи им. А. С. Попова

Поступила в редколлегию 16.03.2010

УДК 511.508.85

В.М. КАРТАШОВ, д-р техн. наук, А.В. ВОЛОХ

АНАЛИЗ ТЕЛ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ПРОСТЫХ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ РАДИОАКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Функция неопределенности радиоакустических сигналов

Повышение эффективности работы радиотехнических систем неразрывно связано с поиском, синтезом и улучшением алгоритмов обработки применяемых сигналов. Радиоакустические системы в этом плане имеют ряд специфических особенностей, что делает такую задачу еще более интересной и сложной одновременно.

Специфика радиоакустических систем заключается, прежде всего, в особенности объекта локации, который представляет собой объемно-распределенную цель, характеристики которой непрерывно меняются на трассе распространения и интегральным образом связаны с измеряемыми параметрами атмосферы. По мере движения акустической волны в атмосфере, под влиянием температуры, влажности, скорости ветра и других метеопараметров меняется ее амплитудная и фазовая структуры, что неизбежно приводит к изменению параметров рассеянного сигнала. Вследствие изменения амплитудных и фазовых свойств рассеяного электромагнитного сигнала, его спектр становится несимметричным, что, как известно, имеет место в случае совместной амплитудно-угловой модуляции колебаний [1, 2].

В настоящее время в системах радиоакустического зондирования атмосферы применяются классические алгоритмы обработки принятых сигналов, которые характерны, например, для радиолокации. Они строятся в предположении, что форма зондирующего сигнала в процессе отражения от точечной цели не меняется, а изменяются лишь значения его параметров. Оценка величины этих изменений и позволяет извлечь полезную информацию из принятого колебания. В таких системах устройства обработки содержат корреляторы и фильтры, согласованные с излучаемым сигналом [3, 4].

Для радиоакустических систем классические алгоритмы обработки сигналов можно применять только при условии использования простых акустических импульсов и точном выполнении условия Брэгга $q = 0$. При таких условиях имеет место только искажение огибающей рассеянного колебания, без нарушения его тонкой внутренней структуры. Если же условие Брэгга на трассе распространения радиоакустического сигнала перестает выполняться ($q \neq 0$), то даже для простых зондирующих сигналов возникает систематическая погрешность измерения параметров атмосферы, которая возрастает с увеличением значения параметра q.

Одним из методов уменьшения систематической погрешности измерения параметров атмосферы является способ подстройки частоты несущей акустического и электромагнитного колебаний. Причем медленные суточные изменения параметров атмосферы на трассе распространения зондирующих сигналов могут быть компенсированы подстройкой частоты акустической волны, а быстрые изменения – подстройкой частоты электромагнитного сигнала. Например, как показано в [5], чтобы обеспечить выполнение условие Брэгга при изменении температуры атмосферы с высотой на 10^0С необходимо иметь возможность перестройки частоты радиосигнала в пределах 1,5 % с точностью порядка 0,05 % и скоростью порядка 0,1 % за 0,1 *с*. Такая задача оказывается очень сложной для реализации с технической стороны в основном из-за несовершенства существующих средств подстройки частоты зондирующих сигналов.

Таким образом, как следует из изложенного, применяемые сегодня в расдарах алгоритмы обработки сигналов не адекватны процессам, происходящим в локационном канале. Поэтому возникает задача получения алгоритмов обработки сигналов радиоакустических систем, которые должны учитывать преобразование радиоволны в канале и позволять осуществлять качественные измерения параметров атмосферы не только при выполнении условия Брэгга, но и при $q \neq 0$, а также в случае использования сложных звуковых импульсов.

Поэтому главная задача повышения точности, уменьшения систематической погрешности измерений параметров атмосферы радиоакустическими системами должна решаться путем создания адекватных алгоритмов обработки рассеянных радиосигналов.

Как показано в [6 – 8], способ решения возникших трудностей, описанных ранее, возможен при использовании корреляционных устройств обработки, алгоритм работы которых рассмотрим далее.

Формула для функции неопределенности зондирующих радиоакустических сигналов имеет следующий вид

$$Z(r_d, q_0, q) = \int_{-\infty}^{\infty} F_y(r, q_0) \cdot F^*(r - r_d, q) dr, \qquad (1)$$

где $q = 2k_e - k_s$ – параметр расстройки условия Брэгга; k_s – волновое число для звука; k_e – волновое число радиоволны; r – смещение акустического и электромагнитного сигналов по координате «дальность»; q_0 – величина расстройки условия Брэгга, при которой формируется рассеянный сигнал; r_d – относительное смещение принимаемого и опорного сигналов по дальности.

Формы принимаемого электромагнитного F_y и опорного F сигналов могут быть найдены с помощью функции рассеяния [9]

$$F(r, q) = \int_{-\infty}^{\infty} E(2r' - r) S^*(r') e^{jqr'} dr', \qquad (2)$$

где $E(2r' - r)$ – пространственная огибающая радиосигнала; $S(r')$ – пространственная огибающая акустического сигнала.

Функция неопределенности (1) характеризует точность определения параметров атмосферы с помощью устройств обработки радиоакустических систем в случае смещения сигналов F_y и F в некотором диапазоне значений параметра расстройки q и пространственной координаты r, которая с временным запаздыванием сигналов связана соотношением $r = ct$, где c – скорость света, t – время.

Введенное представление функции неопределенности для радиоакустических систем отличается от ее определения в радиолокации. Классическая функция неопределенности характеризует разрешающую способность радиолокационной станции по дальности и радиальной скорости, а также точности измерения координат. Структура тела неопределенности будет одной и той же для выбранного зондирующего сигнала.

Для радиоакустических систем функция неопределенности представляет собой корреляционный интеграл рассеянного при некотором значении расстройки условия Брэгга принимаемого сигнала F_y и предварительно заданного опорного колебания F. Для корректной обработки опорный сигнал должен выбираться в соответствии с выражением для функции рассеяния (2) используемых зондирующих акустического и электромагнитного колебаний.

Графический вид функции неопределенности – тело неопределенности, представляет собой модуль интеграла формулы (1). Как нетрудно заметить, функция $Z(r_d, q_0, q)$ будет меняться в зависимости от величины взаимной расстройки условия Брэгга, относительного смещения сигналов вдоль пространственной координаты и значения величины q_0, при которой формируется рассеянный сигнал. Существенное отличие введенной функции неопределенности заключается в том, что для различных значений величины расстройки условия Брэгга q_0, при котором формируется рассеянный сигнал, структура тела неопределенности будет различной, даже в случае использования одной и той же пары зондирующих акустического и электромагнитного колебаний. По виду тела неопределенности, количеству и харак-

теру его центрального и боковых пиков, можно судить о потенциальной точности определения параметров атмосферы для выбранных сигналов радиоакустических систем.

Тела неопределенности простых радиоакустических сигналов

Использование представления функции неопределенности, заданного формулой (1), позволяет построить тела неопределенности различных пар акустического и электромагнитного сигнала и проанализировать их пригодность для практического применения. Вид тел неопределенности позволяет оценить перспективность использования тех или иных зондирующих сигналов с точки зрения получения наиболее точных данных о параметрах атмосферы. Поэтому интересно проанализировать, как меняется тело неопределенности для простых акустических и электромагнитных сигналов при различных значениях величины расстройки условия Брэгга q, чтобы оценить потенциальные возможности радиоакустической системы, использующей выбранные зондирующие колебания.

На рис. 1, *а* – *г* представлены тела неопределенности пары простых акустического и электромагнитного сигналов с прямоугольными огибающими для различных величин расстройки условия Брэгга $q_0 = 0$, $q_0 = 0.2$, $q_0 = 0.6$, $q_0 = -0.5$ соответственно.

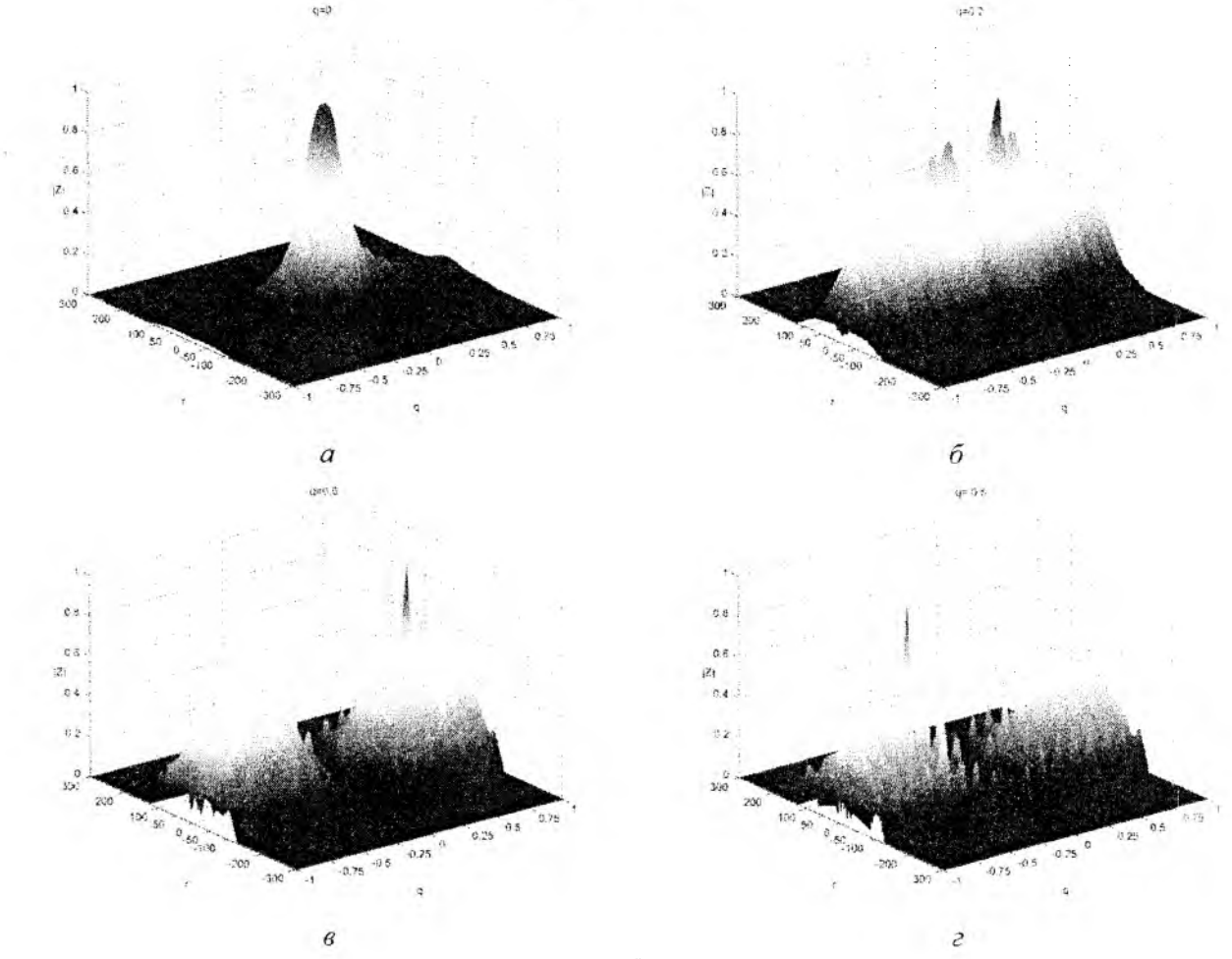


Рис. 1

Из представленных рисунков видно, насколько сильно меняется характер функции неопределенности при изменении q_0 для простых радиоакустических сигналов с прямоугольной огибающей. Тело неопределенности изменяется не только вдоль координат r и q, но и в зависимости от величины расстройки условия Брэгга q_0, при котором формируется рассеянный сигнал. Это значит, что выбор зондирующих сигналов для радиоакустических систем

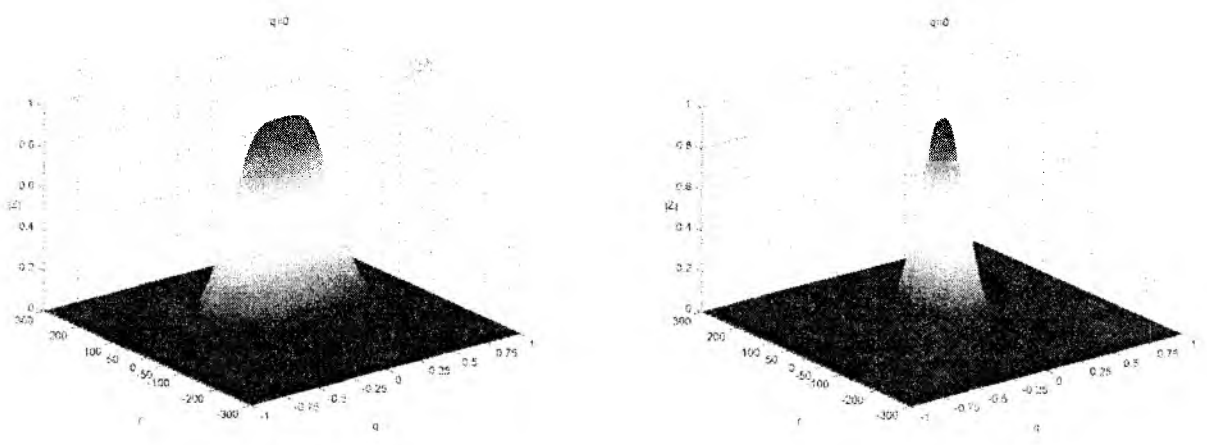
должен строиться не только по анализу «классического» вида тела неопределенности для $q_0 = 0$, но и с учетом изменения функции неопределенности при значениях $q_0 \neq 0$.

Невыполнение условия Брэгга на трассе распространения акустической посылки приводит к частотно-фазовым искажениям рассеянного радиосигнала, что обязательно должно быть учтено в алгоритме работы приемного устройства. Из рис. 1, *в*, *г* видно, что тело неопределенности принимает более изрезанный вид с острым главным максимумом для точек пространства, в которых принимается рассеянный радиосигнал формируется при $q_0 \neq 0$. В радиолокации такой вид тела неопределенности формируется, например, при использовании зондирующих сигналов модулированных одновременно по фазе и частоте.

Более острый пик главного максимума тела неопределенности для простых радиоакустических сигналов при условиях $q_0 \neq 0$ позволяет сделать вывод о повышении точности определения параметров атмосферы при увеличении расстройки условия Брэгга. Одновременно с этим заметно значительное повышение боковых лепестков тела неопределенности по сравнению с рис. 1, *а*, соответствующем случаю $q_0 = 0$, что может привести к неоднозначности измерения параметров атмосферы.

Интересно рассмотреть, как меняется характер тела неопределенности при изменении длительности зондирующих сигналов.

На рис. 2, *а* представлено тело неопределенности для $q_0 = 0$ акустического импульса с экспоненциальной огибающей и прямоугольного радиоаимпульса. Рис. 2, *б* показывает вид тела неопределенности тех же сигналов при том же значении величины расстройки условия Брэгга, но при увеличении длительности акустической посылки в два раза.



а *б*

Рис. 2

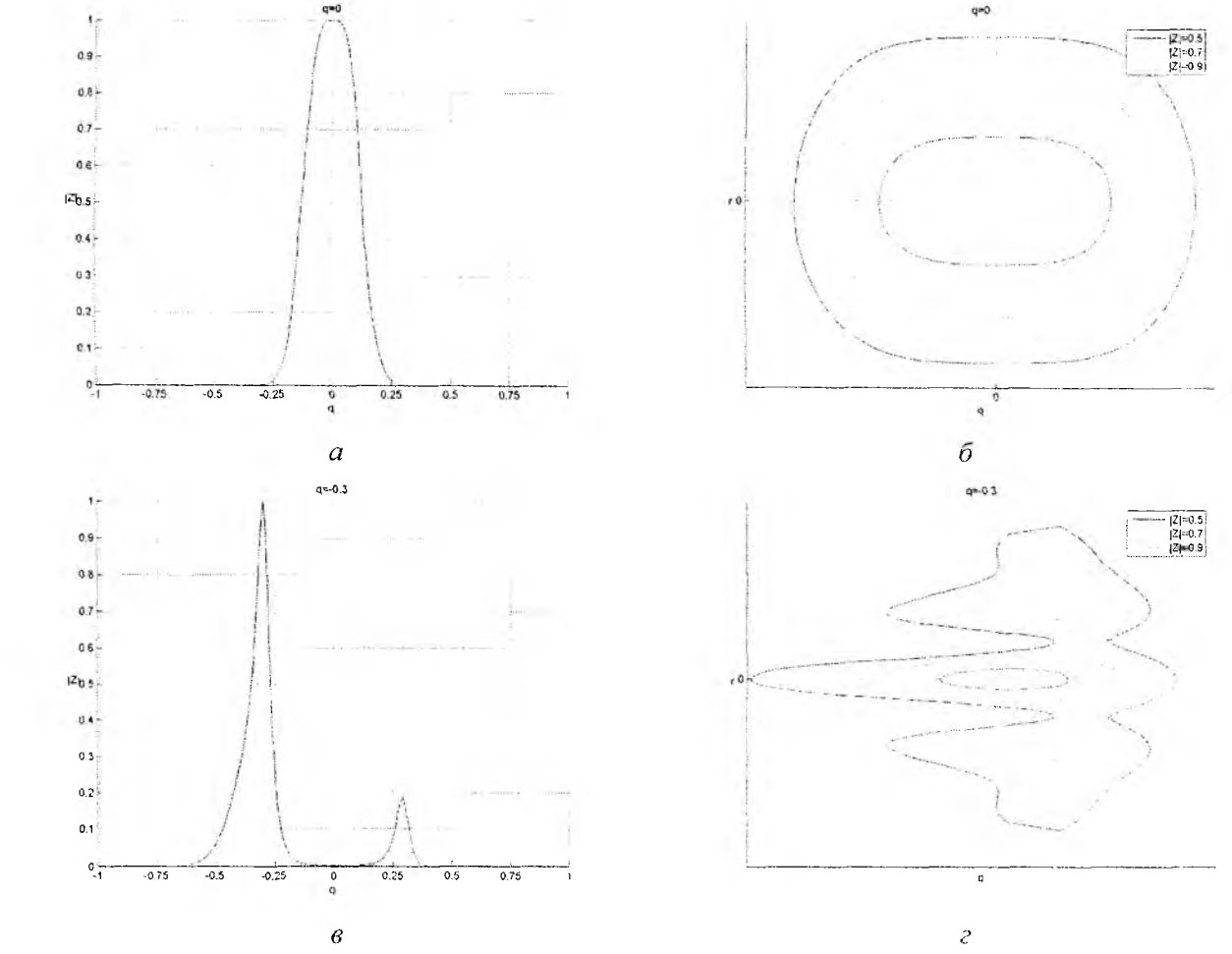
Заметно, что увеличение длительности акустической посылки приводит к сужению главного лепестка тела неопределенности вдоль координаты q, что улучшает точность определения параметров атмосферы в точке выполнения условия Брэгга. Данный характер поведения тела неопределенности связан с уже известной закономерностью [5]: увеличение длительности акустической волны сужает диапазон значений дальности, в котором происходит синфазное сложение рассеянного на акустической посылке радиосигнала, поэтому амплитуда рассеянного сигнала убывает более резко при увеличении значения q.

Здесь существенно заметить, что алгоритм выбора длительности тех или иных зондирующих колебаний на этапе разработки радиоакустических систем должен быть основан на изучении поведения тела неопределенности пары акустического и электромагнитного сигналов не только для значения условия Брэгга $q_0 = 0$, но и для величин $q_0 \neq 0$. Изменяя длительность выбранных зондирующих колебаний и анализируя при этом ширину главного пика

тела неопределенности вдоль координаты q, можно достичь минимальной погрешности измерения параметров атмосферы для заданной пары звуковой и электромагнитной волны.

Анализ тел неопределенности для условия $q_0 = 0$ позволяет оценить точность определения параметров атмосферы для существующих сегодня «классических» алгоритмов обработки радиоакустических сигналов, причем, еще на этапе разработки системы, без проведения дорогостоящих практических экспериментов. Поэтому функция неопределенности может быть использована для анализа уже существующих комплексов радиоакустического зондирования атмосферы с точки зрения поиска наиболее оптимальных сигналов без существенной модернизации самих устройств обработки.

Как и в радиолокации, по виду тел неопределенности и его вертикальных и горизонтальных сечений можно оценить точность и однозначность определения параметров атмосферы. На рис. 3, *а* показано вертикальное сечение тела неопределенности вдоль координаты q для пары акустического и радиосигнала с экспоненциальной огибающей при условии формирования рассеянного колебания $q_0 = 0$. На рис. 3, *б* представлены сечения в виде линий ровного уровня того же тела неопределенности для значений уровней $|Z| = 0.5, 0.7, 0.9$.



а *б*

в *г*

Рис. 3

Для сравнения рис. 3, *в* и *г* показывают аналогичные сечения тела неопределенности тех же сигналов, но для величины расстройки условия Брэгга, при котором сформировалась рассеянная волна $q_0 = -0.3$.

Данные рисунки служат дополнительным доказательствам сложности процессов формирования рассеянного сигнала на объемно-распределенной цели, в результате которого могут возникать боковые максимумы тела неопределенности, которые должны быть учтены в

обрабатывающем устройстве для исключения систематических погрешностей измерений параметров атмосферы.

Ширина сечений главного максимума тела неопределенности на рис. 3, *а* и *б* позволяет оценить потенциальную точность определения параметров атмосферы для выбранных типов сигналов с заданной длительностью. Обратившись к рис. 3, *в* и *г*, мы замечаем, что при увеличении величины расстройки условия Брэгга, при котором формируется рассеянный сигнал, точность оценки метеопараметров возрастает. Однако сужение главного максимума тела неопределенности сопровождается появлением существенных по величине боковых выбросов (рис. 3, *г*), что может привести к увеличению вероятности ошибки определения параметров атмосферы.

Применение корреляционного алгоритма обработки [6, 8] принятых колебаний в радиоакустических системах позволяет исключить систематическую погрешность измерения параметров атмосферы, связанную с особенностями рассеяния электромагнитной волны на акустической посылке. Использование функции неопределенности, построение и анализ тел неопределенности различных радиоакустических сигналов является мощным и перспективным средством выбора зондирующих колебаний на первоначальном этапе проектирования данных радиотехнических систем, позволяющим исключить дорогостоящие натурные эксперименты.

Список литературы: 1. *Френкс Л.* Теория сигналов: Пер. с англ. М.: Сов. радио. 1974. 344 с. 2. *Баскаков С.И.* Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. М.: Высш. шк., 1988. 448 с. 3. *Тихонов В.И.* Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983. 320с. 4. *Ширман Я.Д., Голиков В.Н., Бусыгин И.Н. и др.* Теоретические основы радиолокации / Под ред. Я.Д. Ширмана. М.: Сов. радио, 1970. 560 с. 5. *Калистратова М.А., Кон А.И.* Радиоакустическое зондирование атмосферы. М.: Наука, 1985. 200 с. 6. *Карташов В.М., Волох А.В., Радионова В.В.* Тела неопределенности зондирующих сигналов систем радиоакустического зондирования атмосферы // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. № 125, С. 25 – 31. 7. *Волох А.В.* Функция неопределенности радиоакустических сигналов // 12-й Междунар. молодежный форум «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке»: Сб. матер. форума. Харьков: ХНУРЭ, 2008. С. 27-28. 8. *Карташов В.М., Волох А.В.* Тела неопределенности зондирующих сигналов систем радиоакустического зондирования атмосферы. Россия,. Туапсе. МНК «Современные информационные системы. Проблемы и тенденции развития», 2007. С. 49-52 9. *Карташов В.М.* Функции рассеяния сигналов систем зондирования атмосферы // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч. -техн. сб. 2001. №118. С. 61-65.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.11.2009

УДК 511.508.85

В.М.КАРТАШОВ, д-р техн. наук, С.В.ПАЩЕНКО

ИССЛЕДОВАНИЕ ФОРМ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ФУНКЦИИ РАССЕЯНИЯ

Введение

В методе радиоакустического зондирования (РАЗ) [1], основанном на радиолокации распространяющейся в атмосфере звуковой волны, получение отраженного сигнала становится возможным в силу частичного отражения радиоволны от акустических колебаний, которые, распространяясь в атмосфере, модулируют плотность воздуха и, следовательно, создают неоднородности диэлектрической проницаемости.

Форма и параметры рассеянного сигнала, принимаемого в радиоакустических системах, зависят от видов зондирующих акустических и электромагнитных колебаний, а также от характеристик атмосферы. Электромагнитная волна очень слабо воспринимает текущее состояние среды, звуковая же волна очень остро реагирует на изменение метеопараметров, изменяя под их влиянием внутреннюю структуру и параметры. Рассеянный сигнал, как показано [2], математически описывается двумерной взаимной корреляционной функции зондирующих акустического и электромагнитного сигналов, в которой влияние среды интегрально отображается с помощью параметра q.

Цель статьи – исследование различных форм представления двумерной взаимной корреляционной функции зондирующих акустического и электромагнитного колебаний – функции рассеяния, выявление их информационных возможностей и возможностей использования их при решении различных задач анализа, синтеза и исследования свойств излучаемых сигналов.

Функция рассеяния зондирующих сигналов систем РАЗ записывается в виде [2]:

$$F(r,q)=\int_{-\infty}^{\infty} E(2r'-r)S^{*}(r')e^{jqr'}dr', \qquad (1)$$

где $E(2r'-r)$ – комплексная огибающая электромагнитного сигнала; $S(r')$ – комплексная огибающая акустического сигнала; $q=2k_e-k_s$ – параметр расстройки условия Брэгга; k_e – волновое число электромагнитного колебания; k_s – волновое число акустического колебания; r – смещение сигналов по координате «дальность».

Как следует из (1), r и q – основные параметры, характеризующие пространство рассеянных сигналов, все их возможное многообразие для заданных видов функций E и S. Причем, влияние среды проявляется интегральным образом через параметр q, значения которого зависят от всех метеовеличин, влияющих на скорость звука – температуры, влажности, скорости ветра, давления и т.д. То есть влияние среды представлено лишь одним параметром, что существенно упрощает модель и делает ее более удобной для проведения исследований.

Функция $F(r,q)$ описывает множество рассеянных сигналов, получаемых при излучении зондирующих акустических и электромагнитных колебаний, определяемых своими моделями E и S, при различных значениях параметра q. Параметр расстройки условия Брэгга определяется как $q=2k_e-k_s$. Поскольку электромагнитная волна практически не чувствительна к изменению метеопараметров, то значение величины k_e остается практически неизменным для любых высот зондирования и различных погодных условий. Величина k_s, напротив, существенным образом зависит от значений таких величин как температура, влажность, давление, скорость ветра и в значительной степени изменяется при изменении погодных условий и даже с высотой при прохождении звуковым пакетом слоев с разными значениями метеопараметров. Вследствие этого величина q изменяется и приводит к изменению характеристик рассеянного сигнала, как следует из (1).

Вторым параметром двумерной функции F является величина r – пространственный сдвиг (сдвиг по высоте) зондирующих колебаний E и S. Сами сигналы E и S представляются функциями пространственной координаты r', по которой осуществляется интегрирование.

Использование пространственного представления сигналов E и S, и, соответственно, двумерной функции рассеяния связано с тем, что именно с помощью такого представления адекватно описывается их взаимодействие в среде. Например, электромагнитная волна с частотой f_e=1760 *МГц* и акустическая волна с частотой f_s=4 *КГц* имеют длины волн соответственно λ_e=17 *см* и k_s=8,5 *см*, отвечают условию Брэгга q=0 и эффективно взаимодействуют в атмосфере, формируя рассеянный радиосигнал. Полученные с помощью функции рассеяния пространственные характеристики рассеянных сигналов достаточно просто преобразуются во временные характеристики, если параметр r представить как произведение $r = ct$, где c – скорость распространения электромагнитных волн, t – текущее время.

Функция $F(r,q)$ содержит информацию об огибающей и фазовой структуре радиосигнала, рассеянного звуковой волной, и может быть представлена двумя квадратурными составляющими $F_c(r,q)$, $F_s(r,q)$, либо модулем $Z(r,q) = |F(r,q)|$ и аргументом $\phi(r,q) = \arg F(r,q)$. Пространство, заключенное между поверхностью $Z(r,q)$ и плоскостью r,q будем называть телом рассеяния.

Поскольку квадрат двумерной функции $F^2(r,q)$ не инвариантен относительно двумерного преобразования Фурье, то могут быть использованы и другие формы представления функции рассеяния, получаемые путем замены координат r или q соответственно на частотную или пространственную координаты в результате преобразования Фурье.

Представление функции рассеяния в координатах «расстояние – параметр Брэгга»

В этом случае функция отображается в следующем пространстве координат – сдвиг зондирующих сигналов по пространству и в области пространственных частот. Наряду с выражением (1) функция может быть представлена и в таком виде:

$$F(r,q) = \frac{1}{4\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} S_E(k) S_S(2k+q) e^{-jrk}\, dk\,, \qquad (2)$$

где S_E, S_s – соответственно пространственные спектры электромагнитного и акустического сигналов.

При исследовании свойств зондирующих сигналов радиоакустических систем целесообразно использовать характерные особенности рассматриваемой функции рассеяния, которые доказываются математическим путем, но допускают определенную физическую интерпретацию и могут быть весьма полезны при решении различных задач анализа, синтеза сигналов и оптимизации устройств их обработки.

Приведем основные свойства функции рассеяния.

Свойство 1. Полный объем тела рассеяния для любой пары, комбинации из акустического и электромагнитного сигналов одинаков, т. е.

$$V = \frac{1}{2\pi}\int\int_{-\infty}^{\infty} Z_0^2(r,q)\, dr dq = 2. \qquad (3)$$

Свойство 2. Двумерная сигнальная функция рассеяния не обладает свойством центральной симметрии:

$$Z(-r,-q) \neq Z(r,q). \qquad (4)$$

Это свойство подтверждается также известным утверждением: взаимокорреляционная функция не является четной функцией аргумента сдвига.

Свойство 3. Некоторая функция двух переменных $F(r,q)$ осуществима как сигнальная функция рассеяния в том и только в том случае, если прямое преобразование Фурье этой функции представляется в виде (5)

$$\int_{-\infty}^{\infty} F(r,q)e^{jkr}dr = cS_E(k)S_S^*(2k+q), \tag{5}$$

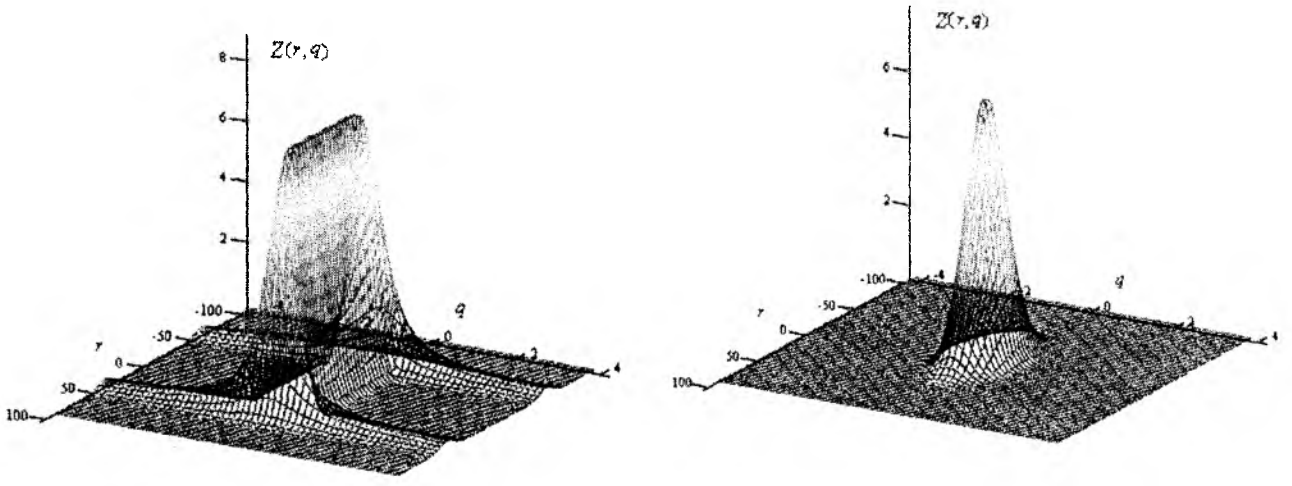
где c – постоянный множитель.

Соотношение (2), определяющее функцию рассеяния, можно рассматривать как преобразование Фурье по переменной k. Применяя к (2) прямое преобразование Фурье, получим (5).

Из изложенного вытекает необходимость, а также достаточность условия (5). Достаточность становится очевидной, если применить обратное преобразования Фурье к правой части (5), следствием чего будет выражение (2).

Таким образом, если преобразование Фурье функции $F(r,q)$ можно представить в виде (5), то эта функция является функцией рассеяния, а $S_E(k)$ и $S_S(k)$ – пространственными спектрами соответствующих сигналов.

Примеры функций рассеяния в координатах (*r*,*q*) представлены на рис. 1, *а* и *б*. Как видно, для различной комбинации зондирующих сигналов амплитуда функции рассеяния меняется по-разному.



а *б*

Рис. 1. Тело рассеяния в координатах (*r*, *q*) акустического сигнала с гауссовской огибающей и радиосигнала: *а* – с прямоугольной огибающей; *б* – гауссовской огибающей

Сечение плоскостью *q=const* представляет собой огибающую рассеянного сигнала, полученного при соответствующих условиях зондирования. Сечение плоскостью *r=const* позволяет проанализировать зависимость амплитуды принятого сигнала от изменения параметра расстройки условия Брэгга и определить диапазон, при котором амплитуда рассеянной волны не выходит за определенные рамки. То есть степень влияния неоднородностей атмосферы на двумерную взаимную корреляционную функцию выражено через единственный параметр – *q*.

Докажем следующую теорему, имеющую важное значение для теории и практики радиоакустического зондирования.

Теорема. Рассеянный сигнал не получает угловой модуляции, если зондирующие электромагнитный и акустический сигналы являются простыми, а условие Брэгга выполнено (q=0).

Доказательство. Действительно, если в выражении для функции рассеяния $F(r,q)=\int_{-\infty}^{\infty}E(2r'-r)S^*(r')e^{jqr'}dr'$ параметр $q=0$, а функции E и S являются действительными, то и функция $F(r,0)$ является действительной, а не комплексной. Поскольку по физическому смыслу функция $F(r,q)$ – комплексная огибающая рассеянного сигнала, то рассеянный сигнал при таких условиях зондирования не имеет угловой модуляции, т.е. является гармоническим.

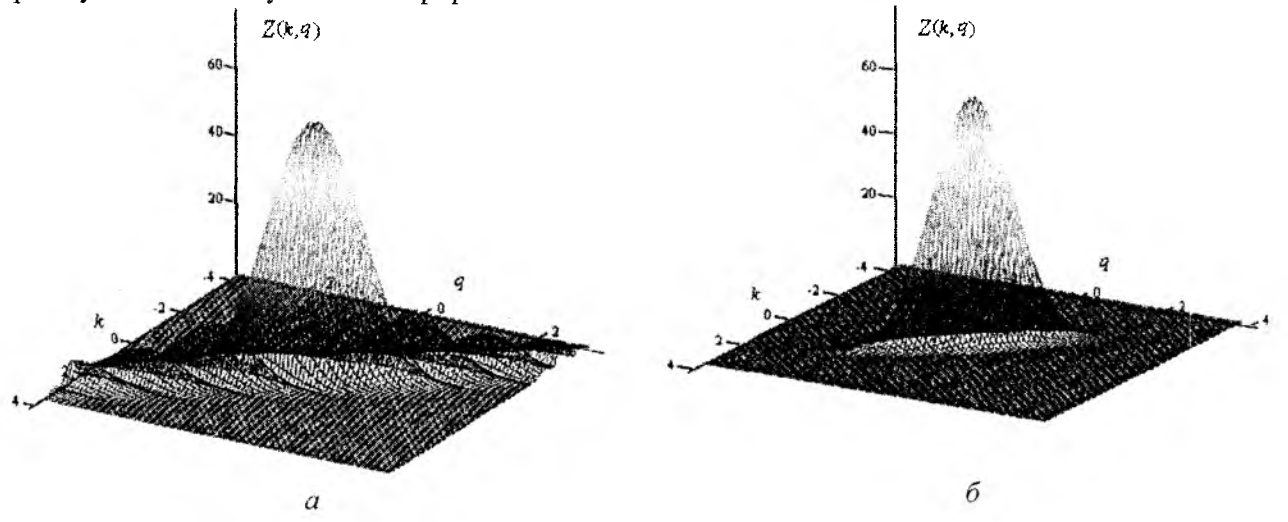
Подтверждением этого свойства – особенности рассеянного сигнала – является известный из практики радиоакустического зондирования факт, что наибольшая точность измерения температуры (скорости звука) при использовании простых зондирующих акустического и электромагнитного сигналов достигается при выполненном условии Брэгга.

Представление тела рассеяния в координатах «пространственная частота – параметр расстройки условия Брэгга»

Наряду с указанной формой представления $F(r,q)$ можно также ввести другую форму представления функции рассеяниия – в координатах «пространственная частота – расстройка Брэгга» путем замены координаты r частотной координатой k в результате следующего преобразования:

$$F(k,q)=\int_{-\infty}^{+\infty}F(r,q)e^{jkr}dr\,. \qquad (6)$$

На рис. 2, *а* и *б* представлены тела рассеяния $F(k,q)$ простых сигналов с огибающими прямоугольной и гауссовской формы.



а *б*

Рис. 2. Тело рассеяния в координатах (k,q) акустического сигнала с огибающей гауссовской формы и огибающей радиосигнала: *а* – прямоугольной формы; *б* – гауссовской формы

Для фиксированной величины q функция

$$F(k,q)=\frac{1}{4\pi}S_E(k)S_S(2k+q) \qquad (7)$$

определяет пространственный спектр рассеянного сигнала, соответствующий временному спектру, получаемому при $q=const$. Сечение поверхности плоскостью $k=const$ характеризует область значений расстройки параметра Брэгга q, в которой возможно получение рассеянного сигнала. Это представление наиболее удобно, так как определяет распределение энергии вдоль оси пространственных частот.

Сформулируем и докажем некоторые важные свойства функции рассеяния, проявляющиеся при ее представлении в форме $F(k,q)$.

Свойство 1. Значения функции $F(k,q)$ вдоль оси k при фиксированном значении параметра q определяются как произведения пространственных спектров электромагнитного и сжатого в два раза акустического сигналов, смещенных в пространстве волновых частот на величину q. Другими словами, пространственный спектр рассеянного радиосигнала представляет собой взаимный энергетический спектр зондирующих колебаний.

Следует непосредственно из выражения (7).

Свойство 2. Значения функции $F(k,q)$ вдоль оси q при фиксированном значении параметра k представляют собой пространственные спектры звукового сигнала, умноженного на значение спектральной плотности электромагнитного сигнала в точке k. При $k=0$ функция $F(0,q)$ определяет область волновых чисел или диапазон рассеяния, при которых наблюдается рассеяние. Соответствующее сечение показывает, как изменяется амплитуда рассеянного сигнала в зависимости от значения параметра q. Сечения функции $F(r,q)$ при $r=0$ и $F(k,q)$ при $k=0$ совпадают. Действительно, выражения

$$F(0,q)=\frac{1}{4\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} S_E(k)S_S(2k+q)e^{-jrk}dk,\ F(0,q)=\frac{1}{4\pi}S_E(k)S_S(2k+q)$$

дают одинаковый результат.

Теорема, утверждающая, что при использовании простых зондирующих сигналов и выполненном условии Брэгга в рассеянном сигнале отсутствует дополнительная угловая модуляция, может быть доказана и с помощью выражения (7).

Действительно, пространственные спектры простых зондирующих сигналов являются симметричными, а при выполненном условии Брэгга, когда параметр q=0, их максимумы совпадают и результирующий спектр, соответствующий рассеянному сигналу, является симметричным.

Напротив, при $q \neq 0$ максимумы спектров зондирующих сигналов смещаются друг относительно друга и результирующий спектр является несимметричным, а следовательно, сигнал приобретает при рассеянии угловую модуляцию.

На рис. 3, 4 представлены сечения тел рассеяния при q_1=0 и $q_3<q_2<q_1$, из которых видно смещение взаимного спектра рассеянного радио и акустического колебаний вследствие смещения спектра зондирующего акустического сигнала.

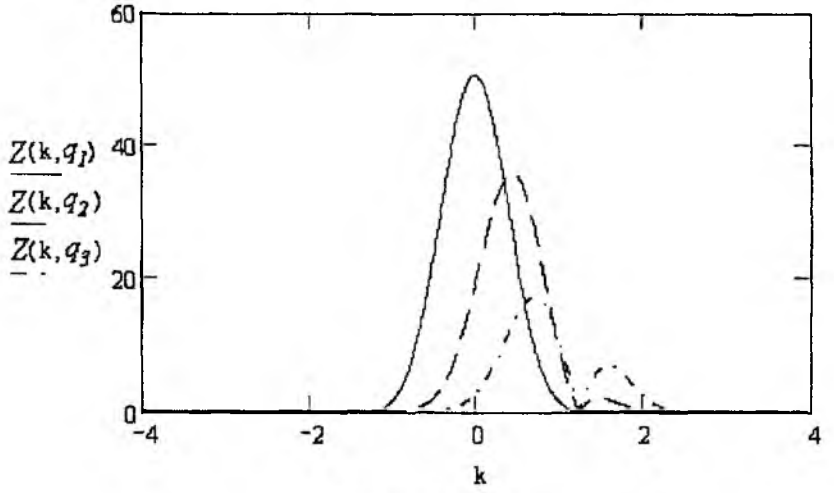


Рис.3. Сечение плоскостью *q=const* тела, изображенного на рис.2, *а*

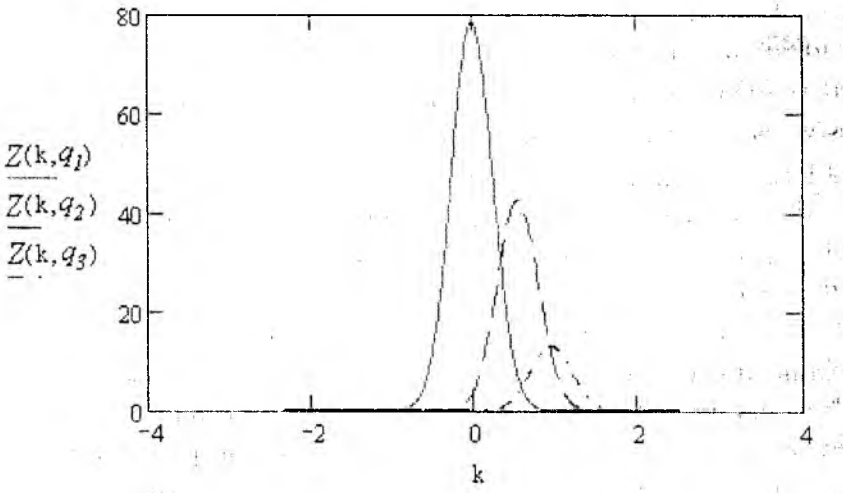


Рис. 4. Сечение плоскостью $q=const$ тела, изображенного на рис. 2, *б*

Представление тела рассеяния в координатах «пространственная частота – пространственная протяженность»

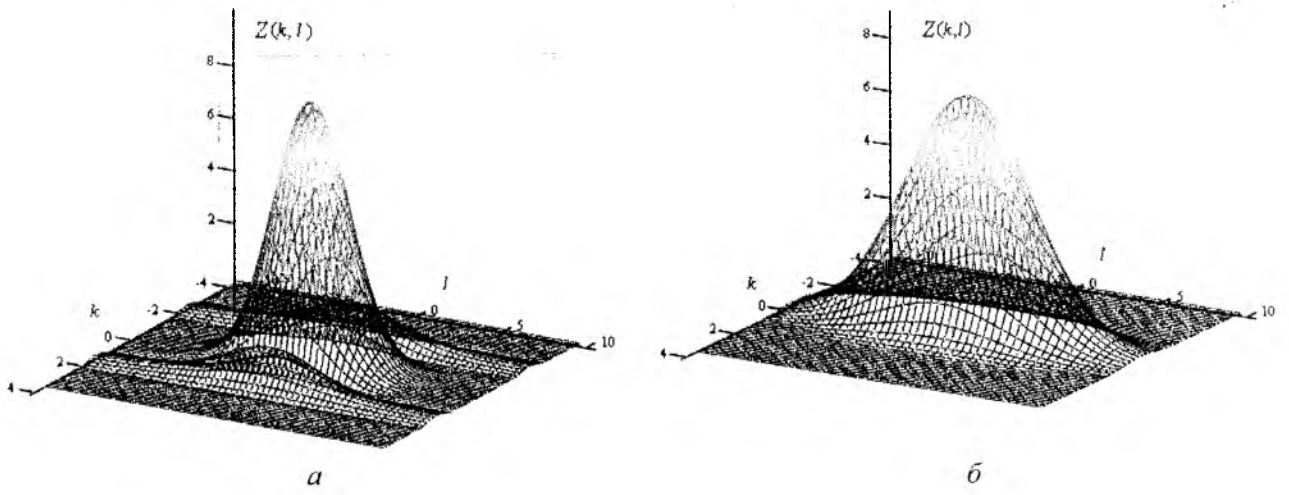
Результатом обратного преобразования Фурье от функции $F(k,q)$ по параметру q является другая форма представления:

$$F(k,l)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}F(k,q)e^{-jql}dq\,, \tag{8}$$

которая может быть получена также следующим образом:

$$F(k,l)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}E(2l-r)S(l)e^{jqr}dr\,.$$

Функция представляет собой произведение спектра сигнала E, полученного по координате r при заданном значении пространственного сдвига $2l$ и самого акустического сигнала $S(l)$. Модуль функции как видно, определяется произведением двух множителей, один из которых зависит от k, другой – от l. Сечение соответствующего тела рассеяния, представленного на рис. 5, вдоль координаты k – спектр радиосигнала, вдоль координаты l – огибающая звукового колебания. На рис. 5, *а* и *б* представлены функции рассеяния в координатах (k,l) с различными формами огибающих электромагнитного колебания.



а *б*

Рис. 5. Тело рассеяния в координатах (k,l) акустического сигнала с гауссовской огибающей и радиосигнала: *а* – с прямоугольной огибающей; *б* – гауссовской огибающей

Сечение поверхности вертикальной плоскостью l=*const* характеризует спектр электромагнитного сигнала, полученного по координате r, и оценивает распределение мощности радиосигнала вдоль оси частот.

Вид функции рассеяния представляет собой произведение спектра радиосигнала и огибающей акустического сигнала. Информации непосредственно о рассеянных сигналах в функции не содержится. Такая форма представления функции может быть использована при анализе свойств рассеянных сигналов только как вспомогательная.

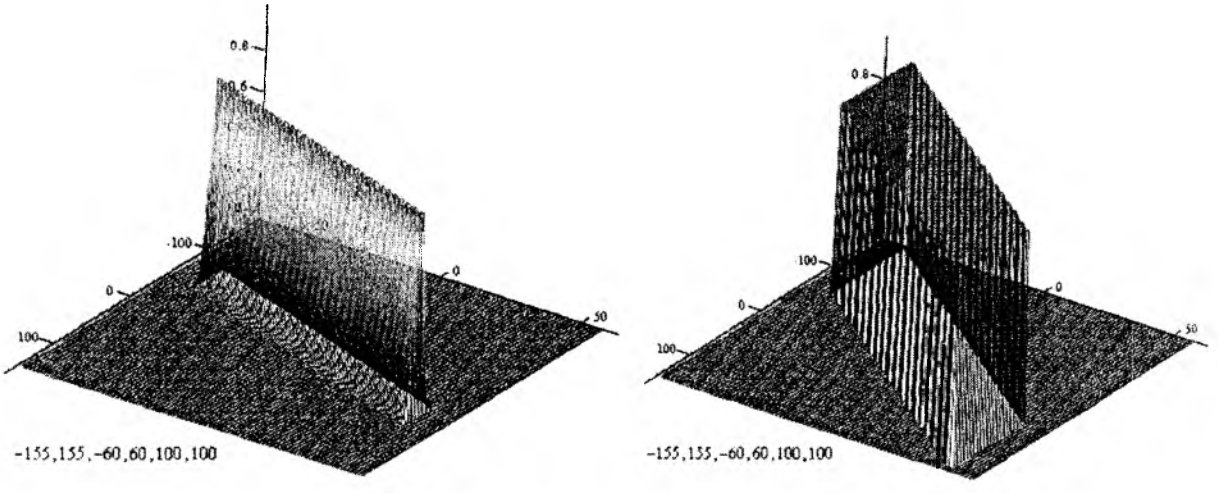
Представление тела рассеяния в координатах «расстояние – пространственная протяженность»

Следующая форма представления функции рассеяния определяется как обратное преобразование Фурье от функции $F(r, q)$:

$$F(r,l) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} F(r,q)e^{-jql}dq\,. \qquad (9)$$

Функция рассеяния в координатах r,l – $F(r,l) = E(2l-r)S(l)$ определяет «взаимный сигнал» – область взаимного перекрытия колебаний E,S при заданном значении параметра запаздывания r, определяющего сдвиг сигналов в пространстве l. Данная область подобно области перекрытия спектров сигналов определяет основные особенности их взаимодействия.

На рис. 6, *а* и *б* приведены примеры сигнальных функций рассеяния $F(r,l)$. Наиболее характерные особенности рассматриваемой формы представления функции рассеяния целесообразно проследить на рис. 6, *б*. Сечения тела рассеяния, представленного на рис. 6, *б*, плоскостью $r = const$, представляют собой импульсы прямоугольной формы, имеющие неизменную длительность в некотором диапазоне значений r. С увеличением r форма импульсов не изменяется, а длительность уменьшается и при некотором значении параметра r обращается в нуль. Т. е. с увеличением параметра сдвига r области взаимного перекрытия сигналов E и S уменьшаются до нуля, оставаясь постоянными в некотором диапазоне значений r, до тех пор, пока сигнал меньшей длительности не выходит за пределы импульса, имеющего большую длительность.



а *б*

Рис. 6. Тело рассеяния в координатах (r, l) акустического импульса с огибающей прямоугольной формы и радиосигнала с огибающей: *а* – гауссовской формы, *б* –прямоугольной формы

Сечение тела плоскостью l=*const* повторяет форму зондирующего радиосигнала. Рассмотренная форма представления функции рассеяния также менее информативна, чем первые два вида.

Выводы

Введены новые формы представления функции рассеяния $F(k,l)$ и $F(r,l)$, проведен краткий анализ информативности каждой из представленных форм. Получены тела рассеяния простых сигналов с огибающими прямоугольного и гауссовского видов. Приведены сечения тел плоскостями при фиксированном значении параметра расстройки Брэгга, которые характеризуют смещение взаимного спектра акустического и электромагнитного колебаний вдоль оси пространственных частот.

Тела рассеяния $Z(k,l)$ и $Z(r,l)$ среди рассмотренных форм представления функции рассеяния наименее информативны, так как влияние окружающей среды на параметры рассеянного сигнала в них представлено недостаточно. Они в большей степени характеризуют взаимодействие акустического и электромагнитного сигналов между собой, чем с окружающей средой.

Две другие формы представления функции рассеяния содержат необходимую информацию о рассеянном сигнале, получаемом при использовании различных видов зондирующих колебаний, и различном состоянии зондируемой среды.

Таким образом, двумерная взаимная корреляционная функция зондирующих акустического и электромагнитного колебаний радиоакустических систем достаточно полно отображает характерные особенности совокупности сигналов и может использоваться при решении соответствующих задач как «портретная» функция, определяющая их совместные свойства.

Представление функции в виде поверхностей – тел рассеяния – позволяет, используя различные виды сечений тел, осуществлять эффективный анализ и выбор зондирующих сигналов при построении систем.

Список литературы: 1. *Каллистратова М.А., Кон А.И.* Радиоакустическое зондирование атмосферы. М.: Наука, 1985. 200 с. 2. *Карташов В.М.* Двумерная взаимокорреляционная функция акустического и электромагнитного сигналов радиоакустических систем // Радиоэлектроника и информатика. Харьков. №1. С.6-8.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 03.02.2010

УДК 621.317.799

А.Ю. ПАНЧЕНКО, д-р физ.-мат. наук

О ТЕОРЕТИЧЕСКОЙ КАЛИБРОВКЕ СОРБЦИОННЫХ РЕЗОНАТОРНЫХ ГИГРОСЕНСОРОВ СВЧ ДИАПАЗОНА

Введение

Использование резонаторных сенсоров для измерения влажности и влагосодержания обусловлено рядом преимуществ, среди которых можно назвать близость частоты релаксации молекул воды к рабочим частотам измерителей [1]. Основной их недостаток – низкая чувствительность – в значительной мере устраняется помещением в рабочей области резонатора сорбирующих вставок, а современный уровень развития полупроводниковой электроники СВЧ диапазона делает создание таких измерителей экономически целесообразным [2, 3].

Неустранимым недостатком этого метода является то, что данные измерения являются косвенными, и при определении функции преобразования измерительной информации такого сенсора необходимо учитывать как электродинамическую составляющую общей задачи калибровки, так и зависимость диэлектрической проницаемости сорбционной вставки от влагосодержания и пространственного распределения влаги в ней [4]. Экспериментальное определение всех необходимых параметров является длительным, многоэтапным процессом и требует значительных материальных и временных затрат. Поэтому актуальной становится задача теоретической калибровки данного вида сенсоров или разработка теоретических методов решения для каждого из ее этапов.

Формулировка задачи

Решение данной задачи требует выбора такой конструкции резонаторного измерительного преобразователя (РИП), чтобы обеспечить возможность создания строгой математической модели пространственного распределения электромагнитного поля и процесса проникновения влаги в материал сорбирующей вставки. При этом обе задачи должны иметь строгое, однозначное решение как для установившегося режима, так и для периодов насыщения сорбента и освобождения его от влаги. А с учетом перспектив создания реальных конструкций необходимо обеспечить максимальную чувствительность, стабильность и быстродействие. Последнее требует особого внимания, поскольку процесс взаимодействия влаги с сорбирующим материалом весьма инерционный.

Очевидно, что в полной мере удовлетворить этим требованиям не может ни одна современная конструкция РИП. Поэтому целью данной работы является поиск компромиссного пути, который бы мог реально обеспечить решение задач на наиболее трудоемких этапах калибровки с помощью аналитических или численно-аналитических методов.

Выбор конструкции РИП и постановка задачи моделирования

Наиболее сложное описание имеет этап взаимодействия влаги, или в общем случае иной примеси, с веществом сорбирующей вставки. Возможность изменения химического или физико-химического состава сорбирующего вещества делает данный этап в общем случае крайне сложным для аналитического описания, и, что особенно снижает практическую ценность, процессы насыщения и освобождения материала вставки диагностируемой примесью становятся невзаимными. В частном случае гигрометрии химическая инертность воды позволяет подобрать материал, исключающий или минимизирующий химическую составляющую взаимодействия. Такими материалами являются, например, пористые керамики. Тогда процесс взаимодействия влаги со вставкой определяется уравнением диффузии. В простейшем случае можно ограничиться уравнением с постоянными коэффициентами [5]:

$$\frac{\partial u}{\partial t} = \frac{D}{p}\left(\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 u}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 u}{\partial z^2}\right) + f(x,t), \qquad (1)$$

где D – коэффициент диффузии; p – коэффициент пористости; $f(x,t)$ – внешний источник вещества.

Коэффициент пористости это отношение объема пор, в которых скапливается диффундирующее вещество, к полному объему вставки. Далее будем считать $a^2 = D/p$.

Аналитическое решение уравнения (1) возможно только для простых областей, у которых границы совпадают с координатными поверхностями. Это требование определяет выбор конструкции резонатора и формы сорбирующей вставки.

Аналогичное требование предъявляется и к поверхностям, ограничивающим области, в которых существует электромагнитное поле. Такое совпадение позволяет выбрать конструкцию, удовлетворяющую обоим требованиям, а в случае использования четвертьволнового коаксиального открытого резонатора можно обеспечить односторонний доступ влаги к сорбирующей вставке и выполнить условие ее размещения в пучности электрического поля (рис. 1).

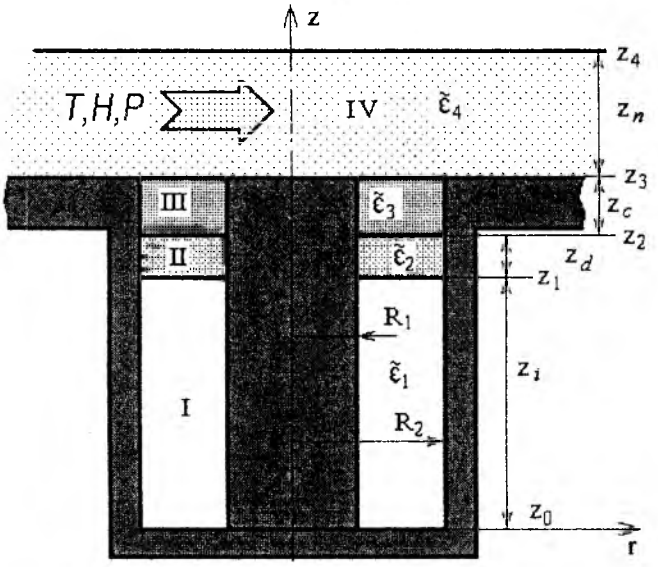


Рис. 1. Геометрическая схема четвертьволнового резонатора со вставкой

Весь объем резонатора разбит на 3 области. Индуктивная часть резонатора (область I) может иметь длину $0,25\lambda(2n+1)$, n=0,1,2… Увеличение числа полуволн позволяет регулировать чувствительность резонатора. Распределение компонент H_ϕ и E_r в ней с достаточной точностью подчиняются закону $1/r$ даже вблизи открытого конца. Осевая компонента электрического поля E_r во всей индуктивной части также практически равна 0. Отличие появляется только вблизи коаксиальной измерительной апертуры (КИА).

Участок II представляет собой защитную вставку из диэлектрического материала, которая предотвращает проникновение влаги во внутреннюю часть резонатора, что также позволяет упростить решение задачи диффузии. Область IV заполнена исследуемой средой, ей может являться, например, поток влажного газа.

Этапы решения задачи

Решение диффузионной задачи в этом случае может быть получено в аналитической форме и методика его вывода известна [5]. Поэтому рассмотрим только те его этапы, которые обеспечивают адекватность физической задаче. В нашем случае $\frac{\partial u}{\partial z}(z_2) = 0$, а на открытом торце вставки значение $u(z_3,t) = \mu(t)$ определим как величину, заданную внешним источником. Она определяется концентрацией влаги в потоке – H, температурой – T, давлением – P, и иными физическим параметрами потока, и соответствующим им значением концентрации вещества в сорбенте. Это утверждение строгое, поскольку в поверхностном слое данная концентрация устанавливается за бесконечно малое время. Решение можно представить суммой $u(z,t) = u_1(z,t) + u_2(z,t)$. Функция $u_1(z,t)$ определяется только начальным условием, а функция $u_2(z,t)$ – только граничными. Необходимо отметить важное ограничение на функцию $u_1(z,t)$ – она также должна удовлетворять граничным условиям, поскольку она формировалась в той же физической системе.

Разложение $u_1(z,t)$ в ряд Фурье по косинусам даст первую часть решения:

$$u_1(z,t)=\sum_{n=0}^{\infty}C_n\exp\left[-\left(\frac{a\pi n}{z_c}\right)^2 t\right]\cos\left(\frac{\pi n}{z_c}z\right), \qquad (2)$$

где $C_n=\frac{2}{z_c}\int_0^{z_c}\phi(\xi)\cos\left(\frac{\pi n}{h}\xi\right)d\xi$.

Эта часть определит значение концентрации в стержне как:

$$u_1(z,t)=\int_0^{z_c}\frac{2}{z_c}\sum_{n=0}^{\infty}\left\{\exp\left[-\left(\frac{a\pi n}{z_c}\right)^2 t\right]\cos\left(\frac{\pi n}{z_c}z\right)\cos\left(\frac{\pi n}{z_c}\xi\right)\right\}\phi(\xi)d\xi\ . \qquad (3)$$

А на внешнем торце вставки концентрация

$$u_1(z_3,t)=\int_0^{z_c}\frac{2}{z_c}\sum_{n=0}^{\infty}\left\{\exp\left[-\left(\frac{a\pi n}{z_c}\right)^2 t\right]\cos\left(\frac{\pi n}{z_c}\xi\right)\right\}\phi(\xi)d\xi\ . \qquad (4)$$

Тогда для функции $u_2(z,t)$ действующее значение концентрации на границе $\mu_2(t)=\mu(t)-u_1(z_3,t)$, соответственно $\mu_2(0)=0$ и начальное условие $u_2(z,0)=0$. Эту часть решения можно представить, раскладывая $\mu_2(t)$ по спектру частот ω $(-\infty<\omega<\infty)$. Для каждой гармоники на всей длине стержня будут происходить колебания концентрации с частотой ω: $u_\omega(x,t)=U_\omega(z)\exp(-i\omega t)$. Тогда для амплитуды $U_\omega(z)$ уравнение диффузии даст линейное уравнение второго порядка: $\frac{\partial^2 U_\omega}{\partial z^2}+\frac{i\omega}{a^2}U_\omega=0$, которое имеет два корня $U_\omega=U_\pm\exp(\pm i\sqrt{i\omega}a^{-1}z)$. На основании граничного условия $\frac{\partial U_\omega}{\partial z}(z_2)=0$ имеем $i\sqrt{i\omega}a^{-1}[U_+\exp(i\sqrt{i\omega}a^{-1}z_c)-U_-\exp(-i\sqrt{i\omega}a^{-1}z_c)]=0$, откуда $U_+=U(\omega)\exp(-i\sqrt{i\omega}a^{-1}z_c)$ и $U_-=U(\omega)\exp(i\sqrt{i\omega}a^{-1}z_c)$, где $U(\omega)$ – общий множитель, не зависящий от расстояния.

Тогда $u_\omega(z,t)=U(\omega)\left[\exp\left(i\sqrt{i\omega}a^{-1}(z-z_c)\right)+\exp\left(i\sqrt{i\omega}a^{-1}(z_c-z)\right)\right]\exp(-i\omega t)$, а на внешнем торце вставки – $u_\omega(z_3,t)=U(\omega)\left[\exp\left(-i\sqrt{i\omega}a^{-1}z_c\right)+\exp\left(i\sqrt{i\omega}a^{-1}z_c\right)\right]\exp(-i\omega t)$.

Разложение источника по спектру даст

$$\mu_2(t)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{\infty}A(\omega)\exp(-i\omega t)d\omega\ , \qquad (5)$$

где $A(\omega)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{\infty}\mu_2(t)\exp(i\omega t)dt$

Тогда для общего множителя получим

$$U(\omega)=\frac{\int_{-\infty}^{\infty}\mu_2(t)\exp(i\omega t)dt}{\sqrt{2\pi}\left[\exp\left(-i\sqrt{i\omega}a^{-1}z_c\right)+\exp\left(i\sqrt{i\omega}a^{-1}z_c\right)\right]}\ . \qquad (6)$$

Окончательно имеем:

$$u_2(z,t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\int_{-\infty}^{\infty}\mu_2(\tau)\exp(i\omega\tau)\,d\tau}{\exp\left(-i\sqrt{i\omega}a^{-1}z_c\right)+\exp\left(i\sqrt{i\omega}a^{-1}z_c\right)}\times$$

$$\times\left[\exp\left(i\sqrt{i\omega}a^{-1}(z-z_c)\right)+\exp\left(i\sqrt{i\omega}a^{-1}(z_c-z)\right)\right]\exp(-i\omega t)\,d\omega\ . \qquad (7)$$

Пример результатов расчета пространственного распределения примеси вдоль оси сорбирующей вставки при нулевом начальном условии и единичном скачке концентрации на границе приведен на рис. 2.

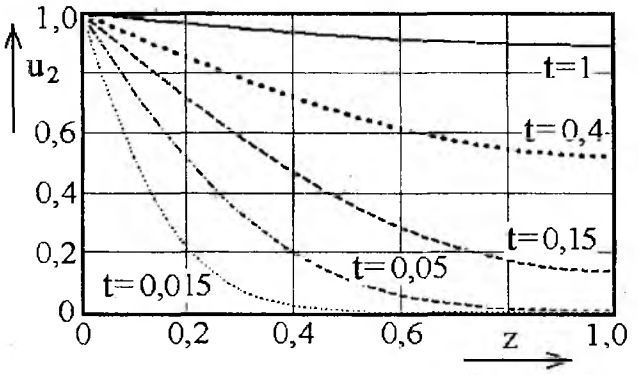


Рис. 2. Нормированное распределение примеси

На рисунке показаны нормированные распределения примеси, при вычислении которых принято, что a=1 и h=1. При дальнейших расчетах эти данные можно использовать в качестве входных с учетом того, что форма распределений будет повторяться при пропорциональном изменении $a \approx h \cdot t^{-2}$.

Аналитический подход к решению электродинамической задачи не позволяет получить распределение поля при произвольных формах границ. В данном случае можно использовать приближение заданного поля [6], и незначительно теряя в точности вычислений, для практически важного случая $R_2 << \lambda$ распространить его на ЭМП внутри вставки [7]. Однако при плавно изменяющемся значении диэлектрической проницаемости вдоль оси данное утверждение требует более строгого, специального обоснования и развития аналитической модели, поэтому здесь для расчета электрических характеристик воспользуемся численными методами. Для получения последующих результатов использовался комплекс программ FemLab-3 COMSOL, и MathLab-6.5, в котором для решения мультифизических задач можно сочетать численные и аналитические методы.

Результаты анализа и обсуждение

Для иллюстрации возможностей данного типа РИП и метода оценки его параметров представим случаи длинного и короткого четвертьволнового резонатора. В обоих случаях приняты следующие размеры (рис. 1): $R_2 = 2\,мм$, $z_c = 0{,}5\,мм$, $z_d = 0{,}25\,мм$, $z_n = 2\,мм$, и значения параметров: диэлектрическая проницаемость сухой вставки $\tilde{\varepsilon}_3 = 3(1-i0{,}01)$, увлажненной $\tilde{\varepsilon}_3 = 5(1-i0{,}1)$, $\tilde{\varepsilon}_2 = 2{,}5(1-i0{,}001)$ $\tilde{\varepsilon}_1 = \tilde{\varepsilon}_4 = 1$. Длинный резонатор имел общий осевой размер коаксиальной части 18,5 *мм*, короткий – 3,5 *мм*. Расчеты проводились для трех значений радиуса центрального проводника: 0,25 *мм*, 1 *мм* и 1,75 *мм*.

На рис.3 представлены временные характеристики изменения резонансной частоты длинного РИП. Тонкими линиями показаны асимптоты при $t \to \infty$.

Минимальное значения частоты при $R_1/R_2 \approx 0{,}5$ объясняется тем, что поле в этом случае наиболее сильно сконцентрировано во вставке. При малых R_1 сильна осевая компонента, при больших R_1 – уменьшается индуктивность резонатора и вклад в общую емкость осевой компоненты.

На рис. 4 представлено изменение добротности длинного РИП.

Полученные зависимости можно объяснить перераспределением поля между свободной частью резонатора и вставкой. Сравнительно небольшое изменение добротности, зависящее

в основном от ширины апертуры, возможно, потребует дальнейшего уточнения, так как последующие расчеты показали, что при иных соотношениях размеров резонатора поведение этих зависимостей иное.

Зависимости резонансной частоты для короткого РИП (рис. 5) имеют только количественное отличие от представленных на рис. 3.

Наиболее информативными можно считать зависимости добротности короткого РИП (рис. 6). Более высокая средняя частота соответствует оптимальному диапазону по критерию учета электрофизических свойств воды.

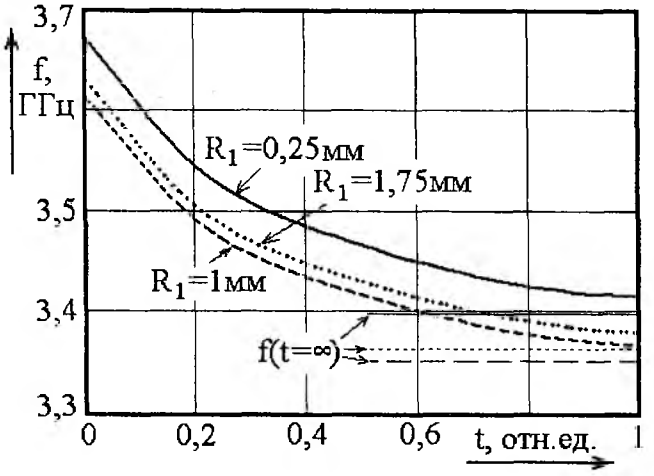


Рис. 3. Изменение резонансной частоты длинного РИП

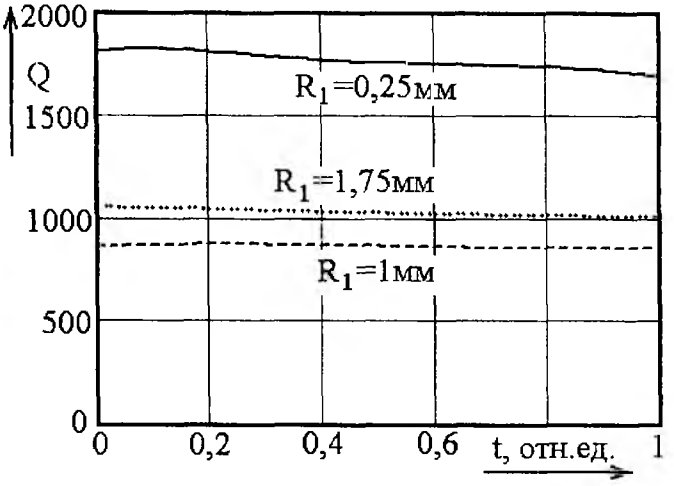


Рис. 4. Изменение добротности длинного РИП

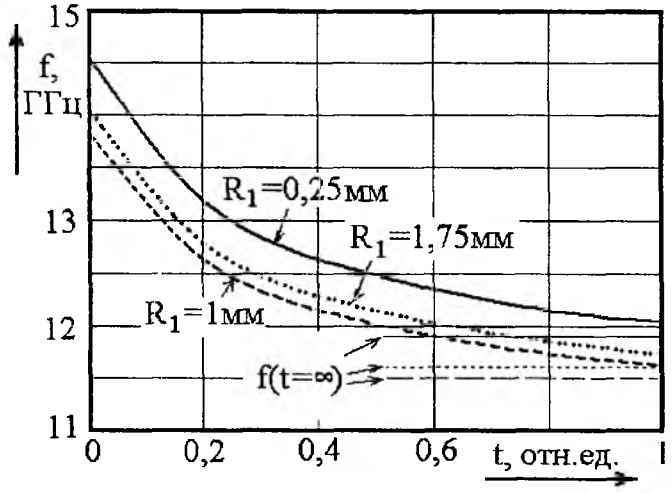


Рис. 5. Изменение резонансной частоты короткого РИП

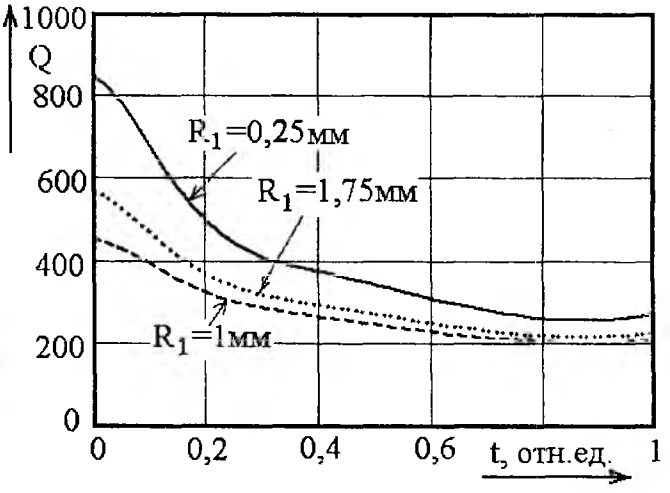


Рис. 6. Изменение добротности короткого РИП

Эти зависимости имеют физически очевидное толкование. При насыщении вставки влагой добротность резонатора уменьшается. Зависимость от размеров апертуры имеет минимум, поскольку электрическое поле в этом случае в меньшей степени выходит за пределы вставки. При насыщении вставки значения добротностей при разных R_1 сближаются, так как во всех случаях влажная часть занимает большую часть объема, в котором сосредоточено электрическое поле.

Предварительный анализ распределений компонент электромагнитного поля в РИП и результатов вычисления его интегральных параметров показал, что, несмотря на неточное представление пространственного распределения поля, точность вычисления интегральных, выходных параметров, к которым относятся действительная и мнимая часть комплексного значения резонансной частоты достаточно высока. Это обусловлено случайным характером

погрешностей вычисления значений в узлах сетки, что позволяет существенно уменьшить затраты машинного времени при получении конечных результатов. Тогда при проектировании реальных конструкций можно использовать численные методы и на первом этапе, что позволит задать произвольные формы областей РИП и оптимизировать устройство по скорости, по точности измерений и другим эксплуатационным параметрам.

Выводы

Представленная задача соответствует реальным резонаторным преобразователям и имеет практическую ценность. Численный анализ показал, что выбранная конструкция преобразователя может иметь высокую чувствительность и достаточно высокое для сорбционных преобразователей быстродействие. Аналитическое решение одномерной задачи диффузии позволит провести точную теоретическую градуировку по диффузионному процессу. Среди практических результатов можно отметить следующие. Наиболее информативным параметром является добротность, а в качестве рабочей частоты измерений наиболее рационально выбрать частоту 10 – 15 *ГГц*, которая близкая к частоте релаксации молекул воды. Эти факторы обеспечат наибольшую чувствительность реальных конструкций.

Список литературы: 1. Приборы для неразрушающего контроля материалов и изделий. Кн.1 / Под ред. В.В.Клюева. М.: Машиностроение, 1986. 488 с. 2. *Лазутин В.Н., Вернеке Р.* Сравнительные характеристики датчиков влажности воздуха // Измерительная техника. 1991. №8. С. 55-56. 3. *Ивченко Ю.А., Федоров А.А.* Импедансные гигрометры компании Michell Instruments // Контрольно-измерительные приборы и системы. 2003. №2. С. 35-36. 4. *Пинхусович Р.Л., Кузнецов Б.Ф.* Параметрическая оптимизация сорбционного датчика влажности газов // Приборы и системы. 2000. №7. С. 62-63. 5. *Тихонов А.Н., Самарский А.А.* Уравнения математической физики. М.: Наука, 1972. 736 с. 6. *Гордиенко Ю.Е., Панченко А.Ю., Фар Р.С.* Приближение заданного поля в задачах определения характеристик резонаторных СВЧ- датчиков апертурного типа // Радиотехника. 1998. Вып. 107 С. 93-103. 7. *Панченко А.Ю.* Моделирование СВЧ-измерителя параметров веществ резонаторного типа с малой апертурой // Радиотехника. 1998. Вып. 108. С.118-121.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 19.11.2009

УДК 621.396.6-76

В.Г. КОТУХ, канд. техн. наук, В.И. СТЕПАНЕНКО, канд. техн. наук,
Д.А. КЛИВЕНКОВА, О.Е. ДЕМЕНКО

ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ГЕРМЕТИЗАЦИИ И КОНТРОЛЯ ГЕРМЕТИЧНОСТИ КОРПУСОВ ДАТЧИКОВ ИЗ АЛЮМИНИЕВЫХ СПЛАВОВ МИКРОПЛАЗМЕННОЙ И ЛАЗЕРНОЙ СВАРКОЙ

Введение

Требования высокой надежности изделий радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), сохраняющей готовность к бесперебойному функционированию на протяжении длительного периода времени, диктуют технологии герметизации корпусов датчиков из алюминиевых сплавов, в т.ч. средств их технологического оснащения, развития опережающими темпами, следующие условия:

– практически мгновенное изменение параметров лазерного луча (мощности диаметра, длительности импульса и др. в соответствии с вводимой технологической программой);

– высокая плотность мощности лазерного луча ($10^6 – 10^9$ *Вт/см*^{2});

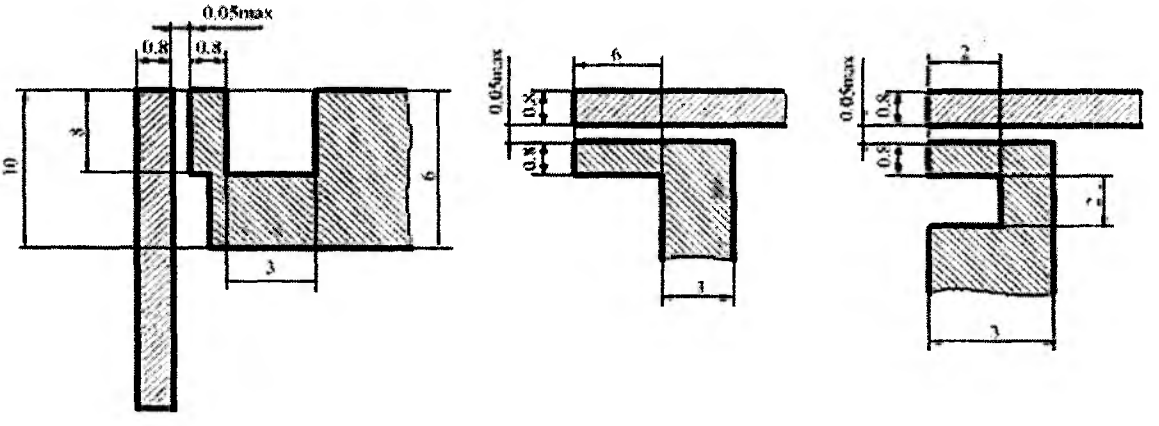
– бесконтактность обработки, возможность производить обработку в труднодоступных местах изделия, а применительно к приборостроению – узкая зона температурного влияния, чувствительные к повышенной температуре;

- универсальность, заключающаяся в возможности обработки лучом из одного источника, в т.ч. не поддающихся обработке традиционными технологическими способами;

- общее улучшение показателей механической прочности датчиков в связи с очисткой и дегазацией металла шва, образованием мелкозернистой структуры в шве и околошовной зоне, сопровождаемой некоторым повышением микротвердости в сочетании с меньшей неоднородностью свойств [1].

Методика и результаты проведения исследований

В ГП НИЦНТМТ (г. Харьков) были проведены экспериментальные исследования технологических режимов герметизации корпусов датчиков согласно выбранной технологичесой концепции для радиоэлектронной аппаратуры, конструкторско-технологической решения и исходные данные которых приведены на рисунке и табл.1[2].



корпус №13 корпус №1,11,12 корпус №2

Конструкторско-технологические решения (КТР) корпусов датчиков

Экспериментальные исследования по опробованию технологических режимов герметизации корпусов датчиков микроплазменной сваркой проводились с помощью установки МПУ-4, в которой плазмотрон, установленный на каретке с возможностью точной регулировки по высоте и перпендикулярно направлению перемещения при помощи червячной

передачи, приводимой в движение реверсивным двигателем, может перемещаться с регулируемой скоростью вдоль направляющих реек. Корпуса датчиков устанавливались под плазматрон при помощи специальных теплопроводящих пластин.

Таблица 1

Исходные данные герметизируемых корпусов датчиков

Условный номер корпуса	7	8	9	10	11	12	13	14
Наименование материала	Ал2| Амц	Ал2| Амц	Амц	Амц	Амг 6	Амц	Амг 6	Амц

На каждом корпусе блока величина зазора между свариваемыми кромками, измеренная на микроскопе МБС-2, была неравномерная и составляла 0,05 – 0,15 *мм*. Превышение кромок у всех корпусов составляло не более 0,15 *мм*. Технологические режимы герметизации корпусов датчиков микроплазменной сваркой приведена в табл.2.

Таблица 2

Технологические режимы герметизации корпусов датчиков микроплазменной сваркой

Номер корпуса	Амплитуда сварочного тока, А	Длительность прямого импульса, *с*	Длительность обратного импульса, *с*	Скорость сварки, *см/мин*
7	27-30	0,04	0,04	55
8	27-30	0,04	0,04	55
9	27-30	0,04	0,04	55
10	27-30	0,04	0,04	55
11	25	0,04	0,04	48
12	25	0,04	0,04	48

Питание основной дуги плазмотрона осуществлялось импульсным током разной полярности, что способствовало эффективному разрушению оксидной пленки на поверхности кромок корпусов датчиков.

Различные величины зазора между свариваемыми кромками корпусов датчиков приводила к необходимости подбора режима сварки для свариваемых кромок в пределах, указанных в табл. 2. Из-за перегрева корпусов к моменту окончания прохода кромки скорость сварки к концу прохода увеличивали. Наблюдалось выгорание, пережог кромок на углах из-за прогиба дуги. Для устранения этого дефекта применяли специально разработанные технологические приспособления.

После герметизации корпусов датчиков микроплазменной сварки проводили операцию контроля герметичности методом вакуумирования внутренней плоскости и обдува гелием по ОСТ 92-9555-82. Загерметизированные образцы испытывали серией «бароударов» из 10 циклов. Результаты испытаний приведены в табл.3.

Для контроля температуры корпусов датчиков на их поверхность наносились термоиндикаторные краски с температурами перехода 67°С, 110 °С,193 °С. При использовании водоохлаждаемых теплоотводов температура корпуса не превышала 67 °С на расстоянии 15 *мм* от сварочного шва.

Испытания на прочность проводились путем подачи внутрь корпусов датчиков азота под давлением 1,5 *кг/см*^{2} в течение 5 *мин*. После испытаний корпуса датчиков соответствовали требованиям на герметичность.

Экспериментальные исследования технологических режимов герметизации корпусов датчиков лазерной сваркой проводились на установках «Квант-15» и «Квант-10». Корпуса блоков устанавливали в приспособлении, обеспечивающем перемещение корпусов под лучом лазера. На установке «Квант-10» применяли приспособление для линейного перемеще-

ния, а на установке «Квант-15» – для вращения. Оба устройства имели возможность регулирования скорости линейного перемещения и вращения [2].

Таблица 3

Результаты испытаний образцов корпусов датчиков серией «бароударов»

Номер корпуса	7	8	9	10	11	12	13
Первая герметизация, *л/мкм рт. ст. с*	$1\cdot10^{-1}$	$4\cdot10^{-4}$	$5\cdot10^{-5}$	$5\cdot10^{-5}$	$5\cdot10^{-5}$	$1\cdot10^{-5}$	$5\cdot10^{-5}$
Повторная герметизация *л/мкм рт. ст. с*	$5\cdot10^{-5}$	$1\cdot10^{-6}$	$1\cdot10^{-6}$	$1\cdot10^{-6}$	$1\cdot10^{-6}$	$1\cdot10^{-6}$	$1\cdot10^{-6}$
После 10 циклов «бароударов» *л/мкм рт. ст.* с	$5\cdot10^{-5}$	$5\cdot10^{-5}$	$5\cdot10^{-5}$	$4\cdot10^{-4}$	$5\cdot10^{-5}$	$1\cdot10^{-5}$	$5\cdot10^{-5}$

Перед сваркой производили механическую зачистку торцов и сопрягаемых поверхности корпусов датчиков. Контроль зазора между сопрягаемыми поверхностями свариваемых кромок проводили с помощью микроскопа МБС-2. У плоских макетных образцов зазора между кромками не превышала 0,05 *мм*, а у цилиндрических – не более 0,08 *мм*. Сварку выполняли не позже, чем через 1 час после подготовки поверхностей кромок. Технологические режимы герметизации корпусов датчиков лазерной сваркой приведены в табл.4.

Таблица 4

Технологические режимы герметизации корпусов датчиков лазерной сваркой

Номер корпуса	Тип лазерной установки	Напряжение накопителя, *В*	Частота следования импульсов, *Гц*	Диаметр фокуса луча, *мм*	Коэффициент перекрытия сварных точек	
					Первая герметизация	Вторая герметизация
1	Квант-15	700	5	0,8	0,6	0,8
3	-//-	700	5	0,8	0,6	0,8
4	-//-	650	5	0,8	0,6	0,8
5		650	5		0,6	0,8
7	-//-	650	5	0,8	0,6	0,8
10	-//-	700	5	0,8	0,6	0,8
11	-//-	600	5	0,8	0,6	0,8
06	Квант-10	750	1	1,2	0,6	0,8
07		650	1	1,2	0,6	0,8

При операции герметизации свариваемую зону защищали аргоном. В корпусах блоков, загерметизированных на установке «Квант-15», наблюдалось неполное проплавление торцов кромок (ширина торца кромок не превышала 1,4 *мм*), а в корпусных блоках, загерметизированных на установке «Квант-10» – полное плавление кромок.

После герметизации корпусов датчиков лазерной сваркой проводили операцию контроля герметичности методом вакуумирования внутренней полости и обдува гелием по ОСТ 92-9555-82 с помощью гелиевого течеискателя ПТИ-10. Результаты испытаний приведены в табл.5.

После герметизации все корпуса блоков (кроме 07) оказались негерметичными (в воде макетные образцы с поддувом воздуха изнутри давлением 1,1 *кг/см*$^{-2}$ показали негерметичность по всему периметру шва, что объясняется его пористостью). После первой герметизации корпуса блоков герметизировались повторно. Для этого на их кромках механической

обработкой снимали сварной шов, кромки шабрили и производили вторичную герметизацию с увеличенным коэффициентом перекрытия сварных точек.

Таблица 5

Результаты испытаний контроля герметичности корпусов датчиков

Номер корпуса	После первой герметизации *л/мкм рт. ст./с*	После второй герметизации *л/мкм рт. ст./с*
1	Не герметичен	Не герметичен
3	Не герметичен	Не герметичен
4	Не герметичен	$1 \cdot 10^{-3}$
5	Не герметичен	Не герметичен
7	Не герметичен	Не герметичен
10	Не герметичен	Не герметичен
11	Не герметичен	Не герметичен
06	Не герметичен	Не герметичен
07	$4 \cdot 10^{-5}$	-

После повторной герметизации корпуса блоков также оказались негерметичными, кроме корпуса №4, у которого обнаружена точечная течь. В корпусе №5 сварка кромок была произведена в три прохода. Проверка в воде с продувом течь по всему периметру шва.

Из-за негерметичности корпусов блоков дальнейшие испытания не проводились.

Исследования поверхности шва под электронным микроскопом МБС-2 показало наличие большого количества неметаллических включений – остатков не разрушенной оксидной пленки, чего не наблюдалось на корпусах, загерметизированных с помощью микроплазменной сварки.

Выводы

1. Микроплазменная сварка обеспечивает получение герметичного сварного соединения корпусов блоков датчиков.

2. Существенной трудностью является получение стабильного качества сварного соединения в зоне поворота свариваемых кромок (углов). В этих зонах изменяется тепловой режим и объем сварочной ванны, в результате чего в сварном соединении образуются различные дефекты, в т.ч. непровары («краевой эффект»).

3. С целью уменьшения влияния «краевого эффекта» на качество сварного соединения предлагается применить в «опасных зонах» специальные технологические накладки для стабилизации теплового режима.

4. Широкое использование микроплазменной сварки для герметизации корпусов блоков датчиков затруднено из-за сложности автоматизации процесса сварки и обеспечения эффективного отвода тепла.

5. Герметизация корпусов блоков датчиков из алюминиевых сплавов лазерной импульсной сварки не обеспечивает надежную герметичность из-за неизбежных появлений оксидной пленки на свариваемых поверхностях, что приводит к образованию в сварном шве неметаллических включений и микротрещин.

6. Круглая или овальная форма сварного шва предпочтительнее прямоугольной в части обеспечения стабильного теплового режима сварки и качества сварного шва.

Список литературы. 1. *Лазерная* и электронно-лучевая обработка материалов: Справ. / Н.Н. Ракалин, А.А. Углов, И.В. Зуев, А.Н. Кокора. М.: Машиностроение, 1985. 496с. 2. *Технологическая* концепция лазерной герметизации радиоэлектронных модулей в корпусах из алюминиевых сплавов / Замирец Н.В., Котух В.Г., Шур В.А., Алтухова Т.Л.// Технология приборостроения. 1996. №1. С.54-57

Харьковский национальный университет радиоэлектроники, ГП НИЦНТМ (г. Харьков)

Поступила в редколлегию 15.02.2010

УДК 621.385.6

И.Н. БОНДАРЕНКО, канд. техн. наук, Ю.С. ВАСИЛЬЕВ, А.С. ЖИЖИРИЙ, А. Л. ИЩЕНКО

ИЗМЕРИТЕЛЬ АЧХ ЭЛЕМЕНТОВ СВЧ ТРАКТА ММ ДИАПАЗОНА

Введение

При разработке и настройке измерительных и экспериментальных устройств и систем микроволнового диапазона довольно часто возникает необходимость в определении амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) элементов и узлов, которые используются при их построении. Обычно такие измерения производятся с помощью СВЧ панорамных измерителей к.с.в. и АЧХ [1, 2] или приборами типа сетевых векторных анализаторов [3]. Однако такие приборы, во-первых, достаточно громоздки, во-вторых, требуют дополнительных настроек для согласования элементов измерительной схемы, и, наконец, в-третьих, не всегда доступны в настоящее время. Кроме того, в большинстве практических случаев нет необходимости в высокоточном определении АЧХ тестируемых элементов и создании для этого стационарных экспериментальных установок.

Цель работы – разработка компактного устройства для измерения АЧХ элементов и узлов СВЧ тракта, в том числе резонаторного типа, позволяющего производить указанные измерения с достаточной для практических нужд точностью.

Основная часть

При разработке измерительного устройства ставилась задача удовлетворения следующим требованиям: диапазон рабочих частот 35 – 37 *ГГц*, мощность измерительного генератора не менее 5 *мВт*, точность определения значения измеряемой частоты не хуже 2 *МГц*, возможность ручного и полуавтоматического режимов измерений.

Для реализации измерительного устройства использовалась типовая схема измерения амплитудно-частотных характеристик с проходным включением исследуемого объекта (рис. 1). В состав измерительного устройства входят: измерительный СВЧ генератор 1 с блоком питания генератора БПГ 2, регулируемый аттенюатор 3, ферритовые вентили 4, резонаторный частотомер на основе перестраиваемого высокодобротного объемного резонатора 5, исследуемый объект ИО 6, СВЧ детектор 7, измерительный прибор ИП 8, генератор сигналов управления ГСУ 9.

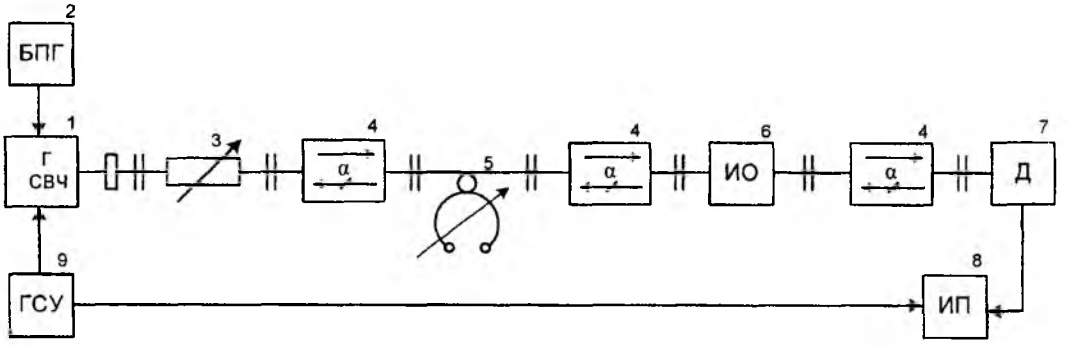


Рис. 1

Основным элементом, определяющим возможности устройства измерения АЧХ, является измерительный СВЧ генератор. В качестве измерительного генератора использовался генератор на диоде Ганна с электрической перестройкой частоты разработки НПФ "ЛЕКИС" (г. Киев). Генератор перестраивался в пределах 3,15 *ГГц* (34,35 – 7,5 *ГГц*), выходная мощность изменяется при этом в пределах от 5 до 20 *мВт*. Графики измеренных зависимостей генерируемой частоты и мощности выходного сигнала генератора от управляющего напряжения приведены на рис. 2 и 3 соответственно: зависимость $f_г$ ($U_{упр}$) и зависимость $P_г$ ($U_{упр}$).

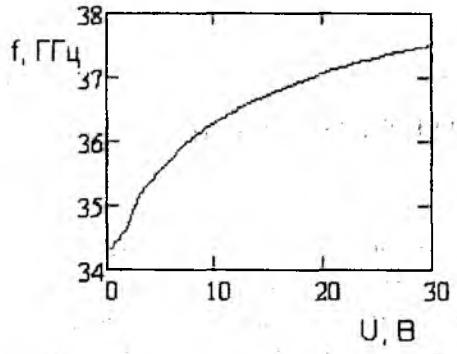


Рис. 2

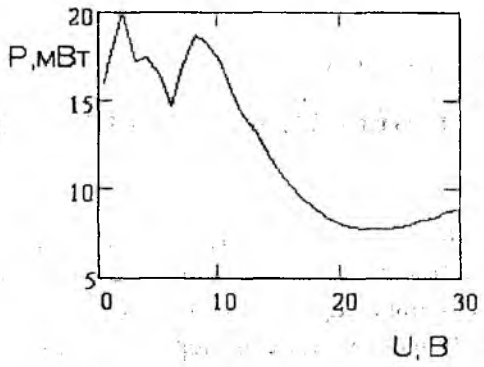


Рис. 3

Из графиков видно, что зависимость $f_г$ ($U_{упр}$) носит сильно выраженный нелинейный характер, а выходная мощность $P_г$ также сильно меняется в пределах рабочего диапазона частот. Естественно, такой вид зависимостей будет приводить к искажению формы отображаемой АЧХ и приводить к увеличению погрешностей измерений.

Для устранения нелинейности частотной перестройки генератора было разработано специализированное устройство – генератор импульсов специальной формы, который формирует сигналы управления перестроечным диодом генератора, позволяющие компенсировать нелинейность его частотной развертки. Функциональная схема генератора приведена на рис. 4. В состав схемы входят: генератор импульсов прямоугольной формы G со скважностью близкой к 1, источник опорного напряжения ИОН, аналоговые интеграторы И, электронные ключи К, усилитель мощности УМ и блок питания (на рисунке не показан).

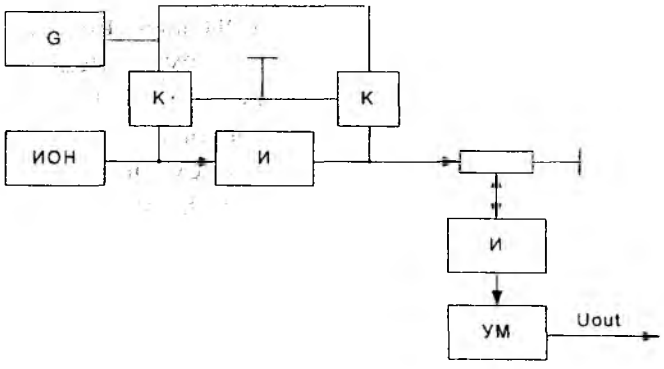


Рис. 4

Генератор импульсов специальной формы формирует последовательность импульсов с частотой равной частоте генератора G, огибающая которых описывается функцией, близкой к $1/x^2$. Формирование импульсов происходит методом последовательного двойного интегрирования постоянного напряжения ИОН. Затем полученный сигнал усиливается в усилителе мощности. Величина выходного напряжения может быть подстроена с помощью регулировочного элемента. Перепад значений выходного сигнала по амплитуде соответствует паспортным данным управляющего напряжения перестраиваемого СВЧ генератора (0 – 30 *В*).

Использование генератора импульсов специальной формы в качестве ГСУ (см. рис.1) позволило линеаризировать зависимость $f_г$ ($U_{упр}$) измерительного СВЧ генератора (рис. 5). Зависимость мощности сигнала генератора от частоты $P_г$ ($f_г$), полученная при этом, приведена на рис.6.

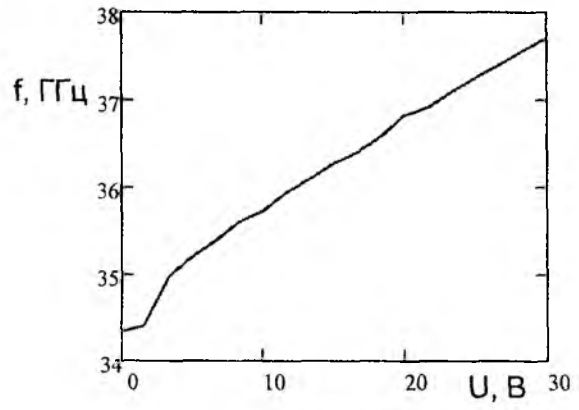


Рис. 5

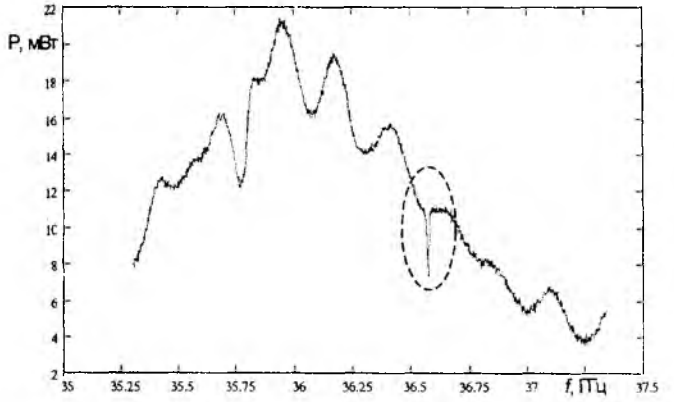


Рис. 6

Процесс измерения АЧХ в ручном режиме осуществляется следующим образом (рис.1): с помощью ГСУ производится периодическая перестройка частоты измерительного СВЧ генератора в диапазоне его рабочих частот и одновременная синхронизация развертки ИП, в качестве которого может быть использован осциллограф. В результате на экране осциллографа формируется изображение АЧХ исследуемого объекта. Привязка АЧХ к частотной оси осуществляется с помощью перемещаемой частотной метки от перестраиваемого резонатора частотомера.

Ручной режим измерения может быть реализован только при исследовании узкополосных СВЧ устройств типа резонаторов и фильтров, у которых ширина АЧХ не превышает нескольких десятков *МГц*, поскольку неравномерность выходной характеристики измерительного СВЧ генератора (рис. 6) будет приводить к значительному росту погрешности измерений при увеличении полосы частот анализа.

Возможности рассматриваемого устройства измерения АЧХ элементов СВЧ тракта могут быть существенно расширены и погрешности измерений снижены при использовании в качестве ИП цифрового осциллографа, сопрягаемого с компьютером (ПК).

При измерениях использовался цифровой осциллограф марки DS5152MA фирмы Rigol [4].

Применение в измерительной схеме цифрового осциллографа совместно с компьютером и соответствующим программным обеспечением позволяет:

– проводить калибровку развертки в значениях частоты;

– выделять и изменять масштаб отдельных участков частотной развертки;

– проводить нормировку отображаемой амплитудной характеристики с учетом неравномерности выходной характеристики измерительного СВЧ генератора;

– с использованием дополнительной обработки первичных сигналов при исследовании резонансных элементов получать информацию непосредственно о значениях резонансной частоты и добротности (при необходимости – их изменениях);

– сохранять результаты измерений в цифровой форме для последующей обработки и сравнения.

В функции осциллографа при его сопряжении с ПК входит: оцифровка сигнала, привязка его к временной шкале, усиление, масштабирование для повышения разрешения осциллограммы, обеспечение интерфейса для связи с ПК (в нашем случае – интерфейс USB).

Обобщенная блок-схема работы программного обеспечения (ПО) по определению основных параметров приведена на рис. 7.

На первом этапе производится процедура установления связи ПК с осциллографом. Она выполняется при запуске программы, либо принудительно нажатием на кнопку «Connect» интерфейса ПО. Далее вызывается процедура получения осциллограммы с осциллографа. В рамках этой процедуры производится отправка на осциллограф команды-запроса и принятия ответа в формате последовательности символов в кодировке ASCII, а также конвертирование

полученных данных к виду массива числовых значений, соответствующих осциллограмме. После этого производится вывод осциллограммы на дисплей ПК.

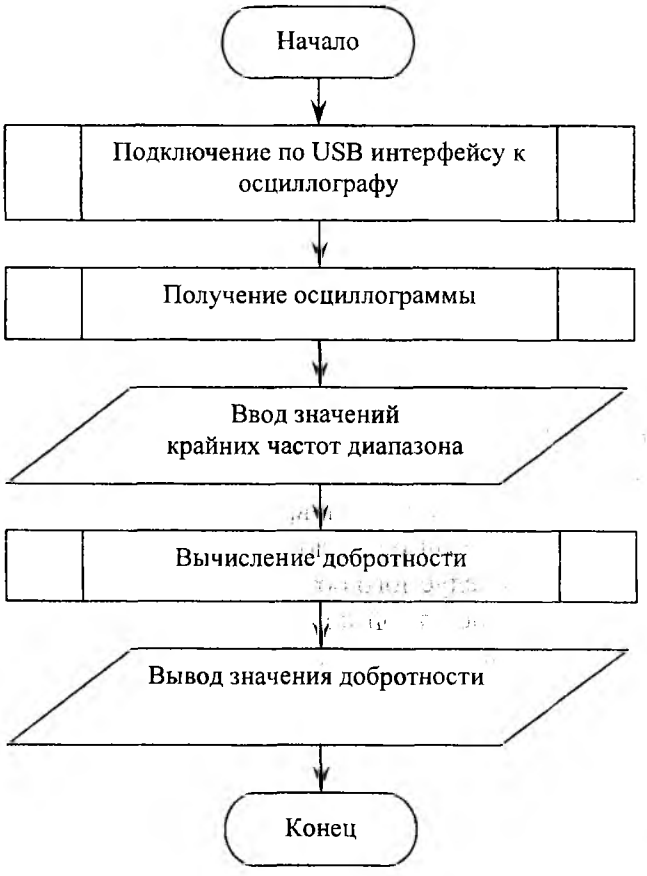


Рис. 7

С помощью резонансного частотомера определяются и затем вводятся в программу значения крайних частот развертки для данной осциллограммы. Это необходимо для сопоставления временной шкалы развертки осциллографа с частотной шкалой. Далее инициируется процедура нахождения центральной частоты резонансной кривой и ее добротности по осциллограмме. Добротность определяется по формуле $Q = f_0 / \Delta f$, где f_0 – центральная частота резонансной кривой, $\Delta f = (f_2 - f_1)$ – ширина резонансной кривой в значениях частоты при заданном уровне сигнала (0,5 или 0,707 в зависимости от условий детектирования сигнала). Полученные в результате обработки значения центральной частоты и добротности выводятся на экран, а также при необходимости сохраняются в памяти устройства.

Основным фактором, ограничивающим метрологические возможности разработанного устройства, является изменение мощности генерируемого сигнала в диапазоне рабочих частот (рис. 6). Однако влияние указанного фактора может быть в значительной степени ослаблено с помощью нормировки информационного сигнала сигналом, отображающим соответствующую выходную характеристику генератора (типа приведенной на рис.6) в выбранном диапазоне рабочих частот. Для этого в схеме (рис. 1) включением тройника или направленного ответвителя перед исследуемым объектом (ИО) формируется дополнительный канал для получения сигнала выходной характеристики генератора. Продетектированный сигнал этого дополнительного канала подается на вход второго канала измерительного осциллографа, который переводится в режим работы отображения отношения информационного сигнала к нормирующему. Процедура обработки полученной при этом осциллограммы аналогична описанной выше.

Для оценки возможностей разработанного устройства по визуализации АЧХ и определению добротности резонаторов были проведены сравнительные измерения характеристик

нескольких резонаторов с его помощью и с помощью векторного сетевого анализатора NA 5230A фирмы Agilent.

Формы полученных АЧХ тестовых резонаторов практически не отличались, а по добротности наше устройство давало заниженные примерно на 15 – 20 % показания, что, по-видимому, связано с какой-то систематической ошибкой при определении уровня отсчета полосы пропускания резонатора (возможно с недостаточной степенью линеаризации характеристики f_r ($U_{упр}$) измерительного генератора, а также неидентичностью характеристик преобразования использовавшихся СВЧ детекторов). Поскольку выявленная погрешность носит систематический характер она может быть учтена при измерениях путем введения соответствующей поправки.

Минимальные значения измеряемых значений добротности составляют величину порядка нескольких десятков и определяются возможностью выявления резонансных кривых на фоне собственной АЧХ измерительного тракта. Максимальные значения измеряемых добротностей составляют величину порядка нескольких тысяч и определяются возможностью фиксации метки от резонансного частотомера при проведении операции сопоставления временной шкалы развертки осциллографа с частотной шкалой.

Выводы

Таким образом, в результате проведенных исследований разработан измеритель АЧХ элементов и узлов СВЧ тракта, а также добротностей и резонансных частот резонаторных структур восьмимиллиметрового диапазона. В измерителе реализованы два варианта измерений: ручной – с визуальным определением искомых параметров по осциллограмме и полуавтоматический – с оцифровкой информационного сигнала и последующей его программной обработкой и запоминанием с помощью цифрового осциллографа, сопрягаемого с компьютером.

Разработанный измеритель позволяет оперативно и эффективно производить измерения характеристик резонаторных структур с достаточной для практических нужд точностью.

Структурная и функциональная схемы измерителя могут быть успешно использованы и в других диапазонах длин волн при наличии соответствующего измерительного генератора.

Список литературы: 1. *Милованов О.С.* Техника сверхвысоких частот / О.С. Милованов, Н.П. Собенин. М.: Атомиздат, 1980. 464с. 2. *Абубакиров Б.А.* Измерение параметров радиотехнических цепей / Б.А. Абубакиров, К.Г. Гудков, Э.В. Нечаев. М.: Радио и связь, 1984. 248с. 3. http://www.home.agilent.-com – сайт фирмы Agilent. 4. *RIGOL.* Осциллограф запоминающий цифровой серии: DS5000CA, DS5000C, DS5000MA, DS5000M. Руководство по эксплуатации. Харьков-Прибор, 2005.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 19.11.2009

УДК 621.396.67

К сорокалетию статистической теории антенн / *Я.С. Шифрин* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. Сб. 2010. Вып.161. С. 6 – 24.

Излагаются динамика развития СТА за сорок лет с момента ее зарождения в 1970 г., современное состояние этой теории, области ее применения.

Ил.7. Библиогр.: 40 назв

УДК 621.314.26

До сорокаріччя статистичної теорії антен / *Я.С Шифрін* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2010 Вип. 161. С. 6 -24.

Викладено динаміку розвитку статистичної теорії антен за сорок років з моменту її зародження у 1970 р., сучасний стан цієї теорії, галузі її застосування.

Іл.7. Бібліогр.: 40 назв

UDC 621.314.26

To the fortieth anniversary of the statistical antenna theory / *J.S. Shifrin* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2010. N161. P. 6 – 24.

The survey gives the development dynamics of the statistical antenna theory during forty years from its origin in 1970, the modern state of the theory and its application area.

7 fig. Ref.: 40 items

УДК 621.396.67

Математическая модель реконфигурируемых антенн / *А.И. Лучанинов, Д.С. Гавва, Е.В. Крикун, Ю.В. Скорикова* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2010. Вып. 161. С. 25 – 36.

Представлена математическая модель тонкопроволочных реконфигурируемых антенн, базирующаяся на методе интегральных уравнений и учитывающая специфику задач структурного синтеза реконфигурируемых антенн. Для модели определены соотношения расчета параметров многополюсников, входящих в ее схему, получены уравнения состояния. Описаны приемы, используемые для повышения эффективности вычисления распределения тока вдоль проводников излучающей структуры. Рассмотрен вопрос о нахождении внешних параметров реконфигурируемой антенны. Соотношения для их определения получены в зависимости от матрицы конфигурации излучающей структуры, что позволяет непосредственно применить их для формирования критериев качества в задачах структурного синтеза излучающих систем.

Ил. 8. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.396.67

Математична модель реконфігурованих антен / *А.І. Лучанінов, Д.С. Гавва, О.В. Крикун, Ю.В. Скорикова* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2010. Вип. 161. С. 25 – 36.

Надано математичну модель тонкодротових реконфігурованих антен на основі метода інтегральних рівнянь, що враховує специфіку задач структурного синтезу реконфігурованих антен. Для моделі визначено співвідношення розрахунку параметрів багатополюсників, що належать до її схеми, отримано рівняння стану. Описані прийоми щодо підвищення ефективності обчислення розподілення струму вздовж провідників випромінюючої структури. Розглянуто питання про находження зовнішніх параметрів реконфігурованої антени. Співвідношення для їхнього визначення отримано в залежності від матриці конфігурації випромінюючої структури, що дає можливість безпосередньо застосувати їх для формування критеріїв якості в задачах структурного синтезу випромінюючих систем.

Іл. 8. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.396.67

Mathematical model of reconfigurable antennas / *A.I. Luchaninov, D.S. Gavva, E.V. Krikun, J.V. Skorikova* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2010. N161. P. 25 – 36.

A mathematical model of thin-wire reconfigurable antennas is presented, based on the integral equation method in consideration of reconfigurable antenna structural synthesis problem peculiarities. Relationships for the analysis of the antenna circuit multiport networks were determined for the model. State equations were obtained. Techniques for calculation efficiency enhancement of the current distribution along the conductors of the radiating structure are described. The question of a reconfigurable antenna external parameter determination is examined. Relationships for their determination were obtained depending on the radiating structure configuration matrix. It enables their direct application for the quality criteria generation in radiat-

ing system structural synthesis problems.

8 fig. Ref.: 6 items.

УДК 622.396.671; 621.314.6

О некоторых подходах к созданию систем беспроводной передачи энергии / *А.Г. Шубов* // Радиотехника: Всеукр. науч.-техн. сб. 2010. № 161. С. 37 – 51.

Рассмотрены проекты систем передачи энергии СВЧ лучом (СПЭСЛ) и с помощью резонаторов. Наряду с работами, которые получили широкую известность, анализируются альтернативные решения, предложенные рядом авторов.

Создание СПЭСЛ целесообразно осуществлять поэтапно. Помимо демонстрационных макетов важно разрабатывать реально востребованные устройства сегодняшнего дня. Яков Соломонович Шифрин и его коллеги: А.И. Лучанинов, В.М. Шокало и А.А. Коновальцев, – сформулировали часть таких задач.

Табл.2. Ил.8. Библиогр.: 21 назв.

УДК 622.396.671; 621.314.6

Про деякі підходи до створення систем бездротової передачі енергії / *О.Г. Шубов* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2010. Вип. 161. С. 37 – 51.

Розглянуто проекти систем передачі енергії НВЧ променем (СПЕНП) та за допомогою резонаторів. Поряд з роботами, які отримали широку популярність, аналізуються альтернативні рішення, запропоновані низкою авторів.

Створення СНЕНП доцільно здійснювати поетапно. Крім демонстраційних макетів важливо розробляти реально затребувані пристрої сьогодення. Яків Соломонович Шифрін і його колеги: А.І. Лучанінов, В.М. Шокало і А.А. Коновальцем сформулювали частину таких задач.

Табл.2. Іл.8. Бібліогр.: 21 назв.

UDC 621.396.67

About some approaches to creation of wireless power transfer systems / *A.G. Shubov* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2010. N 161. P. 37 – 51.

The projects of systems for wireless power transfer by means of microwave beam (MMWPT) as well as resonant objects are considered. Along with widely known works, some alternative technical solutions proposed by a number of authors are analyzed.

It is expedient to create MMWPT step by step without any restrictions. Besides demonstration breadboards it is important to develop devices actually called-for today. Yakov Solomonovich Shifrin and his colleagues: A.I. Luchaninov, V.M. Shokalo and A.A. Konovaltsev have formulated a part of such tasks.

Tab.2. Fig. 8. Ref.: 21 items.

УДК 537.876.4

Широкополосный высоколинейный активный диполь для низкочастотной радиоастрономии / *И.С.Фалькович, А.А. Коноваленко, А.А. Гридин, Л.Г. Содин, И.Н. Бубнов, Н.Н. Калиниченко, С.Л. Рашковский, Д.В. Муха, А.П. Резник* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2010. Вып. 161. С. 52 – 63.

Предложена конструкция активного диполя для гигантской низкочастотной (10 – 70 *Мгц* антенной решетки нового поколения. Предусилитель активного диполя обладает очень высокой линейностью (input IP2=70 *дБм*, input IP3=31 *дБм*) и низкой шумовой температурой 100 – 360 К. Оптимизированы частотная зависимость импеданса диполя и его согласование с предусилителем для достижения чувствительности на уровне Галактического шума. Отношение антенной температуры Галактического фона к шумовой температуре предусилителя составляет 10 ± 1.5 *дБ* во всей рабочей полосе частот. Полная стоимость скрещенного диполя не превышает 75 евро.

Ил.16. Библиогр.:16 назв.

УДК 537.876.4

Широкосмуговий високолінійний активний диполь для низькочастотної радіоастрономії / *І.С.Фалькович, О.О. Коноваленко, А.О. Гридін, Л.Г. Содін, І.М. Бубнов, М.М. Калініченко, С.Л. Рашковський, Д.В. Муха, А.П. Резнік* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2010. Вип.161. С. 52 – 63.

Запропоновано конструкцію активного диполя для гігантської низькочастотної (10-70 MHz) антенної решітки нового покоління. Антенний підсилювач активного диполя відрізняється дуже високою лінійністю (input IP2=70 *дБм*, input IP3=31 *дБм*) і низькою шумовою температурою 100 – 360 К. Оптимізовано частотну залежність імпеданса диполя і його узгодження з антенним підсилювачем

для досягнення чутливості на рівні Галактичного шуму. Відношення антенної температури Галактичного фону до шумової температури антенного підсилювача складає 10 ± 1.5 *дБ* в усій робочій смузі частот. Повна вартість зкрещеного диполя не перевищує 75 євро.

Іл.16.Бібліогр.:16 назв.

UDC 537.876.4

Wide-band high linearity active dipole for low frequency radio astronomy / *I.S.Falkovich, A.A. Konovalenko, A.A. Gridin, L.G. Sodin, I.N. Bubnov, N.N. Kalinichenko, S.L. Rashkovskii, D.V. Mukha, A.P. Reznik* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2010. N 161. P. 52 – 63.

An active dipole intended for the use in a new generation of low frequency array applications is offered. The preamplifier of the active dipole has very high linearity (input IP2=70 dBm, input IP3=31 dBm) and low noise temperature (100-360 K). The frequency dependence of the dipole impedance and ***the*** match between the dipole and preamplifier ***have been optimized to achieve*** Galactic noise limited operation. The ***ratio between*** the ***antenna temperature due to Galactic noise and*** the noise temperature of the preamplifier is 10 ± 1.5 dB over the whole 10 to 70 MHz range. The total cost of the active cross-dipole is less than 75 euro.

16. fig. Ref.:16 items.

УДК 621.396.67

Проблемные вопросы технологии настройки и калибровки ФАР / *В.А. Усин, В.И. Марков, С.В. Плмазанов, А.В. Усина, А.Б. Филоненко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2010. Вып. 161. С. 64 – 71.

Рассмотрены вопросы технологии настройки и проведения калибровки современных фазированных антенных решеток (ФАР), которые учитывают особенности, связанные с аппаратурной реализацией и условиями эксплуатации. Основное внимание уделено диагностике технического состояния, измерению амплитудно-фазового распределения (АФР) на апертуре, процедурам проведения настройки и калибровки ФАР.

Ил. 4. Библиогр.: 18 назв.

УДК 621.396.67

Проблемні питания технології настроювання та калібрування ФАР / *В.А. Усін, В.І. Марков, С.В. Помазанов, А.В. Усіна, А.Б. Филоненко* // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2010. Вип.161. С. 64 – 71.

Розглянуто питання технології настроювання та проведення калібрування сучасних фазованих антенних решіток (ФАР), які враховують особливості, пов'язані з апаратурною реалізацією та умовами експлуатації. Основна увага приділяється діагностиці технічного стану, вимірюванню амплітудно-фазового розподілу (АФР) на апертурі, процедурам проведення настройки та калібрування ФАР.

Іл. 4. Бібліогр.: 18 назв.

UDC 621.396.67

Problematic questions of phased antenna arrays adjustment and calibration / *V.A. Usin, V.I. Markov, S. V. Pomazanov, A. V. Usina. A. B. Filonenko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Maq. 2010. N 161. P. 64 – 71.

The questions of modern phased antenna arrays (PAA) adjustment technologies and calibration, which take into account the particularities, associated with the aperture realization and operation conditions, are considered. The main attention is concentrated on diagnostics of the technical condition, measurement of the amplitude-phase distribution (APD) on the aperture, procedure of the PAA adjustment and calibration.

4 fig. Ref.: 18 items

УДК 621.396.98:629.7

Дифференциальный метод и алгоритмы высокоточного позиционирования с использованием фазовых GPS наблюдений разностной частоты / *А.А. Желанов, А.А. Жалило, В.М. Шокало* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2010. Вып. 161. С. 72 – 81.

Описаны новая эффективная реализация и развитие дифференциального метода и алгоритмов высокоточного позиционирования с использованием фазовых GPS наблюдений разностной частоты. Представлены результаты экспериментального тестирования и исследований предложенных алгоритмов разрешения фазовой неоднозначности и высокоточного позиционирования с использованием реальной измерительной информации при проведении аэрофотосъемки на борту летальных аппаратов. Анализ потенциальных возможностей предложенного метода показал, что при использовании

фазовых наблюдений разностной частоты достигается практически полное разрешение фазовой неоднозначности и субдециметровая точность. Типичные среднеквадратические погрешности определения местоположения составляют 4 – 7 *см* для кинематического режима съемки и 1,5 – 2 *см* для статических определений на базовых расстояниях до 200 – 300 *км*. Созданный отечественный алгоритмический и программный комплекс высокоточного позиционирования является конкурентоспособным надежным и высокоточным инструментарием обработки наблюдений и может быть рекомендован для различных практических приложений.

Табл.: 1. Ил.: 2. Библиогр: 12 назв.

УДК 621.396.98:629.7

Диференціальний метод і алгоритми високоточного позиціювання з використанням фазових GPS спостережень різницевої частоти / *О.О. Желанов, О.О. Жаліло, В.М. Шокало* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2010. Вип.161. С. 72 – 81

Описано нову ефективну реалізацію і розвиток диференціального методу і алгоритмів високоточного позиціювання з використанням фазових GPS спостережень різницевої частоти. Представлені результати експериментального тестування і досліджень запропонованих алгоритмів розрізнення фазової невизначеності і високоточного позиціонування з використанням реальної вимірювальної інформації при проведенні аерофотозйомки на борту летальних апаратів. Аналіз потенційних можливостей запропонованого методу показав, що при використанні фазових спостережень різницевої частоти досягається практично повне розрізнення фазової невизначеності і субдециметрова точність. Типові середньоквадратичні похибки визначення місцеположення складають 4 – 7 *см* для кінематичного режиму зйомки і 1,5 – 2 *см* для статичних визначень на базових відстанях до 200 – 300 *км*. Створений вітчизняний алгоритмічний і програмний комплекс високоточного позиціювання є конкурентоздатним надійним і високоточним інструментарієм обробки спостережень і може бути рекомендований для різних практичних застосувань.

Табл.: 1 . Іл.: 2 Бібліогр: 12 назв.

UDC 621.396.98:629.7

Differential method and algorithms of high-precision positioning using Wide Lane GPS carrier-phase combination / *A.A. Zhelanov, A.A. Zhalilo, V.M. Shokalo* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2010. № 161. P. 72 – 81.

New effective realization and development of the differential method and algorithms for high-precision positioning using Wide Lane GPS carrier-phase observations are presented. The results of experimental testing and researches on the proposed algorithms of carrier-phase ambiguity resolution and high-precision positioning with the use of real measuring information, which carried out by on-board GPS receiver during an aerial surveying, are presented. The analysis of potential possibilities of the suggested method has shown that using of Wide Lane combinations makes it possible to obtain almost full ambiguity resolution success and sub-decimeter accuracy. Typical root-mean-square positioning errors are 4÷7 cm for the kinematic mode and 1,5÷2 cm for static mode at baselines up to 200-300 km. The developed domestic algorithmic and software complex of high-precision positioning is competitive reliable and high-precision tool for GPS observation processing and can be recommended for various practical applications.

1 tab. 2 figs. Ref.:12 items.

УДК 621.371.332

Моделирование характеристик метеорного радиоканала для формирования случайных числовых последовательностей / *И. Е. Антипов, А. А. Костыря, М. А. Шернин* // Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2010. Вып. 161. С. 82 – 86.

Поставлена задача разработать модель для анализа случайных характеристик метеорного следа. Рассмотрены существующие модели. На основе одной из них разработана модель, способная рассчитывать положение метеорного следа в пространстве, длительность радиоотражения, интервал между следами, а также время распространения сигнала по трассе и форму ампитудно-временной характеристики. Представлены аналитические выражения для расчёта указанных характеристик.

Ил. 5. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.371.332

Моделювання характеристик метеорного радіоканалу для формування випадкових чиселльних послідовностей / *І. Є. Антіпов, О. О. Костиря, М. О. Шернін* // Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2010. Вип. 161 С. 82 – 86.

Поставлено задачу розробити модель для аналізу випадкових характеристик метеорного сліду.

Розглянуто моделі що існують. На базі однієї з них розроблено модель, яка спроможна розраховувати положення метеорного сліду у просторі, тривалість радіовідбиття, інтервал між слідами, а також час поширення сигналу по трасі та форму амплитудно-часової характеристики. Наведено аналітичні залежності для розрахунку вказаних характеристик.

Іл. 5. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.371.332

Simulation of the meteor radio channel characteristics for random numerical sequence formation / *I. E. Antipov, A.A. Kostyrja, M. A, Shernin* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2010. N 161. P. 82 – 86.

The task in view is to develop a model for the analysis of a meteor trail random characteristics. The available models are considered. The model capable of calculating the meteor trail position in space radio reflection duration, interval between the trails, and also time of the signal distribution along the course and amplitude-temporal characteristics is developed on the basis of one of the available models. Analytical expressions for calculation of the specified characteristics are presented.

5 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.391.7

Критерии оценки и пути повышения защищенности каналов связи цифровых систем передачи информации на физическом уровне / *А.И. Цопа* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2010. Вып. 161. С. 87 – 97.

Рассмотрены критерии оценки защищенности (помехозащищенности и скрытности) каналов интегрированных ведомственных систем связи (ВСС). На основе анализа этих критериев показано, что повышение защищенности каналов связи на физическом уровне связано с расширением базы сигналов, применением *MIMO*-технологий и разработкой эффективных программ моделирования радиоканалов в зоне доступа ВСС.

Ил. 7. Библиогр.: 16 назв.

УДК 621.391.7

Критерії оцінки та шляхи підвищення захищеності каналів зв'язку цифрових систем передачі інформації на фізичному рівні / *О.І. Цопа* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. науч.-техн. зб. 2010. Вип. 161. С. 87 – 97.

Розглянуто критерії оцінки захищеності (завадозахищеності та скритності) каналів інтегрованих відомчих систем зв'язку (ВСС). На основі аналізу цих критеріїв визначено, що підвищення захищеності каналів зв'язку на фізичному рівні пов'язано з розширенням бази сигналів, застосуванням технологій *MIMO* та розробкою ефективних програм моделювання радіоканалів в зоні доступу ВСС.

Іл. 7. Бібліогр.: 16 назв.

UDC 621.391.7

Evaluation criteria and ways to rise the communication channels security of digital information transmission systems at the physical level / *O. I. Tsopa* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2010. N 161. P. 87 – 97.

The criteria for evaluating security (secrecy and immunity to interference) of channels of the integrated departmental communication systems (DCS) are considered. On the basis of these criteria it is shown that an increase in security of communication channels at the physical level is associated with the expansion of the base signals, the use of *MIMO*-technology and the development of effective programs for simulation of wireless communications in the area of access to the DCS.

7 fig. Ref.: 16 items.

УДК 517.922+517.958

О математическом моделировании переходных процессов в нелинейных цепях с распределенными и сосредоточенными параметрами / *Л.А. Власенко, А.Г. Руткас* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2010. Вып. 161. С. 98 – 106.

Предложен общий метод математического моделирования переходных режимов в цепях с двухпроводными линиями передачи без дисперсии и сосредоточенными элементами L,C,R,G-типов. Элементы R,G-типов могут быть нелинейными. Состояния цепей выражаются через решения вырожденной системы дифференциально-алгебраических уравнений с запаздываниями. Доказывается теорема существования и единственности решения.

Ил. 1. Библиогр.: 10 назв.

УДК 517.922+517.958

Про математичне моделювання перехідних процесів у нелінійних колах із розподіленими та зосередженими параметрами / *Л.А. Власенко, А.Г. Руткас* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. науч.-техн. зб. 2010. Вип. 161. С. 98 – 106.

Запропоновано загальний метод математичного моделювання перехідних режимів у колах із двопроводовими лініями передачи без дисперсії та зосередженими елементами L,C,R,G-типів. Елементи R,G-типів можуть бути нелінійними. Стани кіл виражаються через розв'язки виродженої системи диференціально-алгебраїчних рівнянь із запізненнями. Доведено теорему існування та єдиності розв'язку.

Іл. 1. Бібліогр.: 10 назв.

UDC 517.922+517.958

On mathematical modeling of transient states in nonlinear chains with distributed and lumped parameters / *L.A. Vlasenko, A.G. Rutkas* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2010. N 161. P. 98 – 106.

The general method for mathematical modeling of transient states in circuits with two-conductor transmission lines without dispersion and lumped elements of L,C,R,G-types is proposed. Elements of R,G-types can be nonlinear ones. States of circuits are expressed by solutions of a degenerate system of delay differential algebraic equation. The existence and uniqueness theorem is proved.

Fig.1. Ref.: 10 items.

УДК 517.922+517.958

Переходные процессы в цепях с диспергирующими многопроводными линиями передачи / *Л.А.Власенко, А.Г.Руткас* // Радиотехника: Всеукр.межвед. науч.-техн. сб. 2010. Вып.161. С.107 – 116.

Предложенная математическая модель немонохроматических колебаний цепи с диспергирующей многопроводной линией передачи и сосредоточенными RLC-элементами содержит неявную систему интегро-дифференциальных уравнений. Если в цепи есть нелинейные сопротивления и проводимости, то уравнения являются полулинейными за счет слагаемых с алгебраическими нелинейностями. Анализируется разрешимость системы уравнений, указывается метод численного решения с демонстрацией его применения для конкретных цепей.

Ил. 10. Библиогр.: 19 назв.

УДК 517.922+517.958

Перехідні процеси у колах із диспергуючими багатопроводовими лініями передачи / *Л.А.Власенко, А.Г.Руткас* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. науч.-техн. зб. 2010. Вип. 161. С. 107 – 116.

Запропонована математична модель немонохроматичних коливань кола з диспергуючою багатопроводовою лінією передачі та зосередженими RLC-елементами містить неявну систему інтегро-диференціальних рівнянь. Якщо коло має нелінійні опори та проводимості, то рівняння виявляються напівлінійними за рахунок членів з алгебраїчними нелінійностями. Аналізується розв'язність системи рівнянь, зазначається метод чисельного розв'язання з демонстрацією його застосування до конкретних кіл.

Іл. 10. Бібліогр.: 19 назв.

UDC 517.922+517.958

Transient states in circuits with dispersive multiconductor transmission lines / *L.A. Vlasenko, A.G. Rutkas* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2010. N 161. P. 107 – 116.

The proposed mathematical model of non-monochromatic oscillations of the circuit with dispersive multiconductor transmission line and lumped RLC-elements contains an implicit system of integral differential equations. If the circuit has nonlinear resistances and conductivities, the equations are semilinear by addends with algebraic non-linearities. The solvability of the system of equations is analyzed, the numerical method to find a solution is applied to specific circuits.

Fig.10. Ref.: 19 items.

УДК 621.396.67

Применение многоканального зонда для измерения параметров современных антенных систем / *А.В. Усина, С.В. Помазанов* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2010. Вып. 161. С. 117 – 120.

Для повышения точности и сокращения времени измерения параметров многофункциональных фазированных антенных решеток (МФАР) с широкоугольным сканированием предлагается исполь-

зовать многоканальный зонд (МЗ) с адаптивной компенсацией суммарного сигнала коммутационный метод выделения сигнала от каждого канала и обеспечить требуемое минимальное расстояние между излучателями по вертикали за счет их разнесения в пространстве.

Проанализированы требования к пространственному расположению элементов МЗС, их числу, типу излучателей

Ил. 2. Библиогр.: 18 назв.

УДК 621.396.67

Застосування багатоканального зонда для вимірювання параметрів сучасних антенних систем / *Г.В. Усіна, С.В. Помазанов* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2010. Вип. 161. С. 117 – 120.

Для підвищення точности і скорочення часу вимірювання параметрів багатофункціональних фазованних антенних решіток з ширококутовим скануванням пропонується використовувати багатоканальний зонд з адаптивною компенсацією сумарного сигналу коммутаційний метод виділення сигналу від кожного каналу та забезпечити необхідну мінімальну відстань між випромінювачами по вертикалі за рахунок їх рознесення у просторі.

Проаналізовано вимоги до просторового розтощування елементів багатоканальних зондів, їх числа, типу випромінювачів.

Іл. 2. Бібліогр.: 18 назв.

UDC 621.396.67

Application of the space distributed probes system for phased array measurements / *A.V. Usina, S.V. Pomazanov* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2010. № 161. P. 117 – 120.

Some special questions of the space distributed probes system application to the phased array measurements for the time saving and accuracy improvement during the process of alignment and measurements of the phased array antennas are examined.

As it follows from the presented results the application of the space distributed probes system for the alignment and testing of phased antenna array allows enhancing accuracy, simultaneously saving time and cost.

2 fig. Ref.: 18 items.

УДК 621.314.26

Обобщенная математическая модель гомодинного преобразователя частоты при дискретном изменении фазы зондирующего сигнала / *Ю.Б. Гимпилевич, И.Б. Широков, С.Н. Поливкин* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2010. Вып.161. С. 121 – 127.

Рассмотрена математическая модель и разработана методика обобщенного анализа гомодинного преобразователя частоты при дискретном периодическом изменении фазового сдвига зондирующего сигнала. Получены аналитические соотношения для расчетов спектрограмм амплитуд и начальных фаз гармоник разностного тока.

Ил.2. Библиогр.: 9 назв.

УДК 621.314.26

Узагальнена математична модель гомодінного перетворювача частоти при дискретній зміні фази зондуючого сигналу / *Ю. Б. Гімпілевич, І.Б.Широков, С.Н. Полівкін* // Радіотехніка: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2010. Вып.161. С. 121 – 127.

Розглянуто математичну модель і розроблено методику узагальненого аналізу гомодінного перетворювача частоти при дискретному періодичному зміні фазового зсуву зондуючого сигналу. Отримано аналітичні співвідношення для розрахунків спектрограм амплітуд і початкових фаз гармонік різницевого струму.

Іл.2.Библиогр.: 9 назв

UDC 621.314.26

The generalized mathematical model of homodyne frequency converter at discrete change of probe signal's phase / *Yu.B. Gimpilevich, I.B. Shirokov, S.N. Polivkin* // Radioteknika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2010. N 161. P. 121 – 127.

In the paper the mathematical model is considered and the technique of the generalized analysis of the homodyne frequency converter is developed at discrete periodic change of phase shift of a probing signal. Analytical equations for calculations of spectrograms of amplitudes and initial phases of harmonicas of difference current are received.

2 fig. Ref.: 9 items

УДК 621.391

Анализ свойств α-стабильных (мультифрактальных) процессов в псевдофазовом пространстве с использованием BDS статистики / *К.С. Васюта* // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2010. Вып.161. С.128 – 132.

С использованием BDS статистик, проведен анализ фрактальных свойств случайных процессов, полученных линейной фильтрацией модифицированным ядром Мандельброта-Леви белого шума с α-стабильным распределением его значений. Предложен численный метод характеризации монофрактальных и мультифрактальных свойств линейно преобразованных случайных процессов. Приводятся фазовые портреты фрактальных процессов Леви, демонстрирующие изменения структуры их аттракторов при утяжелении хвостов порождающих процессов с независимыми и одинаково распределенными значениями.

Ил. 5. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.391

Аналіз властивостей α-стабільних (мультифрактальных) процесів у псевдо фазовому просторі з використанням BDS статистики / *К.С. Васюта* // Радітехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2010. Вип.161. С. 128 – 132.

З використанням BDS статистик, проведено аналіз фрактальних властивостей випадкових процесів, які одержано лінійною фільтрацією модифікованим ядром Мандельброта-Леві білого шуму з α-стабільним розподілом його значень. Запропоновано чисельний метод характеризації монофрактальних і мультифрактальных властивостей лінійно перетворених випадкових процесів. Приводяться фазові портрети фрактальних процесів Леві, що демонструють зміни структури їх атракторів при тому, що хвости породжуваних процесів з незалежними і однаково розподіленими значеннями стають важчіми.

Іл. 5. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.391

The analysis of α-stable (multifractal) processes properties in a pseudo-phase space using BDS statistics / *C.S. Vasuta* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2010. N.161. P. 128 – 132.

The analysis of fractal properties of the random processes, gained with the linear filtering by the Mandelbrot-Levi modified nucleus of a white noise with α-stable allocation of its significances, is carried out using the BDS statistics. The numerical method for characterization of the monofractal and multifractal properties of the linearly converted random processes is offered.The phase portraits of Levi fractal processes, showing modifications of their attractors structure at weighting tails generating processes with independent and equally distributed significances, are given.

5 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.375.4:543.42+681.515

Характеризация реактивных нелинейных схемных элементов на основе концепции управляемого динамического насыщения / *С. П. Гулин* // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2010. Вып.161. С.133 – 144.

На основе концепции управляемого динамического насыщения (КУДН) предложены алгоритмы характеризации реактивных нелинейных схемных элементов (НСЭ). Инкрементальные соотношения «вход-выход» НСЭ, полученные с помощью функции динамического насыщения (ФДН), позволяют в терминах функциональных рядов Вольтерры – Гаусса (ФРВГ) унифицировать алгоритм формирования модели конвергентной нелинейной инерционной цепи (НИЦ) и исследовать ее установившийся отклик на многочастотное воздействие.

Ил. 4. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.375.4:543.42+681.515

Характеризація реактивних нелінійних схемних елементів на основі концепції керованого динамічного насичен-ня / *С. П. Гулін* // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2010. Вип. 161. С. 133 – 144.

На основі концепції керованого динамічного насичення (ККДН) запропоновано алгоритми характеризації реактивних нелінійних схемних елементів (НСЕ). Інкрементальні співвідношення «вхід-вихід» НСЕ, отримані за допомогою функції динамічного насичення (FDS), дозволяють в термінах функціональних рядів Вольтерри – Гаусса (ФРВГ) уніфікувати алгоритм формування моделі конвергійного нелінійного інерційного ланцюга (НІЛ) і дослідити її усталений відгук на багаточастотну дію.

Іл. 4. Бібліограф.: 8 назв.

UDC 621.375.4:543.42+681.515

Characterization of reaction nonlinear scheme elements based on the guided run-time saturation concept / *S.P. Gulin* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2010. N161. P. 133 – 144.

On the basis of the controlled dynamic saturation (CCDS) conception the algorithms of characterization of reactive nonlinear circuit elements (NCE) are offered. Incremental «input-output» correlations of NCE got by the dynamic saturation (FDS) function make it possible to unify the algorithm for formation of the convergence nonlinear inertia circuit (NIC) model in terms of functional Volterra–Gausse series (FVGS) and research its long-term response on multifrequency influence.

4 fig. Ref.: 8 items.

УДК 517.958:537.8

Рассеивание поля точечного монохроматического источника полупрозрачным биконусом / *В. А. Дорошенко, Ю. Д. Шимук* // Радиотехника Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2010. Вып. 161. С. 145 – 150.

Работа посвящена исследованию модельной электродинамической задачи рассеивания электромагнитных волн полупрозрачным биконусом в случае монохроматического возбуждения электрическим радиальным диполем. Показано, что поставленная задача сводится к краевой задаче математической физики относительно потенциалов Дебая. Решение задачи проводится с помощью строгих методов. На основании полученных решений проанализировано влияние поверхностных свойств структуры на спектр краевой задачи и на плотность поверхностного тока.

Ил. 6. Библиогр.: 5 назв.

УДК 517.958:537.8

Розсіювання поля точкового монохроматичного джерела напівпрозорим біконусом / *В.О.Дорошенко, Ю. Д. Шимук* // Радіотехніка. Всеукр.міжвід. наук.-техн. зб. 2010. Вип.161. С. 145 – 150.

Роботу присвячено дослідженню модельної електродинамічної задачі розсіювання електромагнітних хвиль напівпрозорим біконусом у випадку монохроматичного збудження електричним радіальним диполем. Показано, що поставлена задача зводиться до крайової задачі математичної фізики відносно потенціалів Дебая. Розв'язання задачі проводиться за допомогою строгих методів. На основі отриманих розв'язків проаналізовано вплив поверхневих властивостей структури на спектр крайової задачі та щільність поверхневого тока.

Іл. 6. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 517.958:537.8

The monochromatic point source filed scattering from the semitransparent bicone / *V. A. Doroshenko, Y.D. Shimuk* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdip. Mag. 2010. № 161. P. 145 – 150.

The given work is devoted to the model electrodynamic problem investigation for the case of the electromagnetic waves scattering by the semitransparent bicone. The structure is excited by an electric radial dipole. It is shown that the stated problem is reduced to the initial-boundary problem of mathematical physics. The solutions are obtained by means of the rigorous methods. The influence of the surface structure peculiarities on the boundary problem spectrum and on the surface current density is studied.

6 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.372

Исследование пьезокерамических резонаторов при экспосинусоидальном воздействии / *А. М. Иваницкий, М. В. Рожновский* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2010. Вып. 161. С. 151 – 158.

Дано теоретическое и практическое доказательство возможности увеличения добротности пьезокерамических резонаторов при экспосинусоидальном воздействии. Получена формула расчета параметра λ, необходимого для компенсации потерь в электромеханических резонаторах, а именно в пьезокерамических резонаторах при экспофункциональных воздействиях.

Ил. 4. Табл. 2. Библиогр.: 14 назв.

УДК 621.372

Дослідження п'єзокерамічних резонаторів при експосинусоїдальній дії / *А. М. Іваницький, М. В. Рожновський* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2010. Вип. 161. С. 151 – 158.

Дано теоретичний та практичний доказ можливості підвищення добротності п'єзокерамічних резонаторів при експосинусоїдальній дії. Отримана формула розрахунку параметра λ, необхідного для компенсації втрат в електромеханічних резонаторах, а саме в п'єзокерамічних резонаторах при екс-

пофункціональних діях.

Іл. 4. Табл. 2. Бібліогр.: 14 назв.

UDC 621.372

Research into piezoceramic resonators under exposinusoidal excitation / *A. M. Ivanitskiy, M. V. Rozhnovskiy* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2010. N 161. P. 151 – 158.

Theoretical and practical proof of the possibility to increase piezoceramic resonators Q-factor under exposinusoidal excitation is given. The expression for calculation of the λ parameter necessary for compensation of losses in electromechanical resonators, namely in the piezoceramic resonators under expofunctional excitation is received.

Tabl. 4. 2 fig. Ref.: 14 items.

УДК 511.508.85

Анализ тел неопределенности простых зондирующих сигналов радиоакустических систем / *В.М. Карташов, А.В. Волох* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2010. Вып. 161. С. 159 – 164.

Вводится функция неопределенности сигналов радиоакустических систем. Вид функции неопределенности позволяет оценить качество определения параметров атмосферы с помощью той или иной пары зондирующих акустического и электромагнитного колебаний. Показана форма тел неопределенности и его сечений для простых зондирующих сигналов в зависимости от условий формирования рассеянного на акустической посылке электромагнитного сигнала. По виду тел неопределенности изучаются причины и характер изменения точности определения параметров атмосферы радиоакустическими системами.

Ил. 3. Библиогр.: 9 назв.

УДК 511.508.85

Аналіз тіл невизначеності простих зондуючих сигналів радіоакустичних систем / *В.М. Карташов, А.В. Волох* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2010. Вип. 161. С. 159 – 164.

Вводиться функція невизначеності сигналі радіоакустичних систем. Вид функції невизначеності дозволяє оцінити якість визначення параметрів атмосфери з допомогою тієї чи іншої пари зондуючих акустичного та електромагнітного коливань. Показана форма тіл невизначеності та його розрізів для простих зондуючих сигналі в залежності від умов формування розсіяного на акустичному посиланні електромагнітного сигналу. По виду тіла невизначеності досліджуються причини та характер зміни точності визначення параметрі атмосфери радіоакустичними системами.

Іл. 3. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 511.508.85

Analysis of uncertainty bodies of radioacoustic systems simple probing signals / *V.M. Kartashov, A.V. Volokh* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2010. N 161. P. 159 – 164.

The function of uncertainty signals of radioacoustic systems is introduced. The form of uncertainty makes it possible to evaluate the quality of the atmospheric parameters with this or other pair of probing acoustic and electromagnetic oscillations. The shape of uncertainty body and its sections for simple probing signals, depending on conditions of the electromagnetic signal scattered acoustic sending formation, are shown. The causes and nature of variations in the accuracy of determining the atmosphere parameters with the radioacouctic systems are studied by the type of uncertainty bodies.

3 fig. Ref.: 9 items.

УДК 551.501.85

Исследование форм представления тел рассеяния / *В.М.Карташов. С.В.Пащенко* // Радиотехника: Всеукр.межвед.науч.-техн.сб. 2010. Вып.№161. С.165 – 172.

Рассмотрены различные формы представления функции рассеяния зондирующих акустических и электромагнитных сигналов систем радиоакустического зондирования атмосферы. Оценены их информативность и возможности использования при решении различных задач, связанных с исследованием свойств излучаемых колебаний систем данного класса. Приведены тела рассеяния сигналов с различными видами огибающих, относящихся к классу простых.

Ил.4. Библиогр.: 2 назв.

УДК 551.501.85

Дослідження форм представлення тіл розсіювання / *В.М.Карташов, С.В.Пащенко* // Радіотехніка: Всеукр.міжвід.наук.-техн. зб. 2010. Вип. №161. С. 165 – 172.

Розглянуто різні форми представлення функції розсіювання зондуючих акустичних та електромагнітних сигналів систем радіоакустичного зондування атмосфери. Оцінено їх інформативність і можливості використання при вирішенні різноманітних задач, які пов'язані з дослідженням властивостей коливань, які випромінюються, систем даного класу. Наведено тіла розсіювання сигналів з різними видами обвідних, які відносяться до класу простих.

Іл.4. Бібліогр.: 2 назв

UDC 551.501.85

Research of the forms of dispersion function presentation / *V.M. Kartashov, S.V. Pashchenko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2010. N 161. P. 165 – 172.

Different forms of presenting a dispersion function of sounding acoustic and electromagnetic signals of radio-acoustic atmosphere sounding systems have been analysed. Their informativeness and possibilities to be used in solving various problems associated with the research of eradiated oscillations' properties of the given class systems have been assessed. Dispersion bodies of the signals with various kinds of the envelope belonging to the class of the simple ones are given.

4 fig. Ref.: 2 items.

УДК 621.317.799

О теоретической калибровке сорбционных резонаторных гигросенсоров СВЧ диапазона / *А.Ю. Панченко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2010. Вып.161. С. 173 – 178.

Представлена геометрическая схема сенсора, позволяющая теоретически определить функцию преобразования и численно-аналитическая методика калибровки.

Ил. 6. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.317.799

Про теоретичне калібрування сорбційних резонаторних гігросенсорів НВЧ діапазону / *О.Ю. Панченко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2010. Вип.161. С. 173 – 178.

Подано геометричну схему сенсору, що дозволяє теоретично визначити функцію перетворення, та чисельно-аналітичну методику калібрування.

Іл. 6. Бібліогр.: 7 назви.

UDC 621.317.799

On theoretical calibration of sorption resonator microwave hygrometric sensors / *A.Yu Panchenko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2010. N 161. P. 173 – 178.

Hygrometric sensor's circuit making it possible to define theoretically the function of transformation and numerical-analytical methods of calibration are presented.

6 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.396.6-78

Технологические основы герметизации и контроля герметичности корпусов датчиков из алюминиевых сплавов микроплазменной и лазерной сваркой / *В.Г.Котух, В.И.Степаненко,Д.А. Кливенкова, О.Е.Деменко* // Радиотехника: Всеукр. межвед.науч.-техн. сб. 2010. Вып.161. С. 179 – 182.

Приведены экспериментальные исследования технологических режимов герметизации корпусов датчиков согласно разработанным конструкторско-технологическим решениям и выбранной технологической концепции. Даны рекомендации по использованию установок микроплазменной и лазерной сварки типа МПУ-4 и «Квант», определены варианты исполнения корпусов, обеспечивающих стабильный тепловой режим сварки и качество сварного шва.

Ил. 1 Табл. 5. Библиогр.: 2 назв

УДК 621.396.6-78

Технологічні основи герметизації і контролю герметичності корпусів датчиків з алюмінієвих сплавів мікро плазмовим і лазерним зварюванням / *В.Г. Котух, В.І. Степаненко, Д.І. Кліменкова, О. Е. Деменко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2010. Вип. 161. С. 179 – 182.

Наведено експериментальні дослідження технологічних режимів герметизації корпусів датчиків згідно розроблених конструкторсько-технологічних рішень і вибраної технологічної концепції. Надано рекомендації з використання установок мікроплазмового і лазерного зварювання типа МПУ-4 та «Квант», визначено варіанти виконання корпусів, що забезпечують стабільний тепловий режим зварювання та якість зварювального шва.

UDC 621.396.6-78

Technological foundations of pressurization and control of tightness of sensor casing made of the aluminium alloys performed by microplasma and laser welding / *V.G. Kotukh, V.I. Stepanenko, D.A. Klivenkova, O.E. Demenko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Iterdep. Mag. 2010. N 161. P. 179 – 182.

Experimental investigations into technological cycles of the sensors casings tightness according to the developed design-tedhnological solutions and chosen technological concept are presented. Recommendations for the use of the microplasma and laser welding unit of the MPU-4 and "Quant" type are given, the versions of the casing design providing the stable heat conditions for welding and weld seam quality are defined.

Tabl. 5, Fig. 1. Ref.:2 items.

УДК 621.385.6

Измеритель АЧХ элементов СВЧ тракта мм диапазона / *И.Н. Бондаренко, Ю.С. Васильев, А.С. Жижирий, А.Л. Ищенко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2010. Вып. 161. С. 183 – 187.

Приведены результаты разработки измерителя АЧХ элементов и узлов СВЧ тракта, а также добротностей и резонансных частот резонаторных структур миллиметрового диапазона. В измерителе реализованы два варианта измерений: ручной – с визуальным определением искомых параметров по осциллограмме, и полуавтоматический – с оцифровкой информационного сигнала и последующей его программной обработкой и запоминанием с помощью цифрового осциллографа, сопрягаемого с компьютером.

Ил. 7. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.385.5

Вимірювач АЧХ елементів НВЧ тракту мм діапазона / *І.М. Бондаренко, Ю.С. Васильєв, А.С. Жижирий, А.Л. Ищенко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2010. Вип. 161. С. 183 – 187.

Наведено результати розробки вимірювача АЧХ елементів та вузлів НВЧ тракту, а також добротності та резонансних частот резонаторних структур міліметрового діапазону. Вимірювач реалізує два варіанти вимірювань: ручний – з візуальним визначенням за допомогою осцилограми параметрів, які шукаються, і напівавтоматичний – з перетворенням інформаційного сигналу в цифровий і наступною програмною обробкою та запам'ятовуванням його за допомогою цифрового осцилографа, що сполучений з комп'ютером.

Іл. 7. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.385.6

Amplitude frequency characteristic meter for the microwave elements of the mm wave range / *I.N. Bondarenko, Yu.S. Vasiliev, A.S. Zhizhiriy, A.L. Ishenko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Iterdep. Mag. 2010. N 161. P. 183 – 187.

Results of development of the amplitude frequency characteristic meter of microwave elements and devices, and also qualities and resonant frequencies resonator structures of a millimeter range are given. Two variants of measurements are realised in the meter: the manual one – with a visual definition of the required parametres under the oscillogram, and the semi-automatic one – with transformation of the information signal at the digital and its subsequent program processing and storing by means of the digital oscilloscope interfaced to the computer.

7 fig. Ref.: 4 items.

ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ
РАДІОТЕХНІКА
Випуск 161
Російською, українською та англійською мовами

СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ
РАДИОТЕХНИКА
Выпуск 161
На русском, украинском и английском языках

Коректор Л.І. Сащенко

Підп. до друку 22. 06 2010. Формат 60x90/8. Папір офсет. Гарнітура Таймс. Друк. ризограф.
Ум. друк. арк. 11,2. Обл.-вид. арк. 12,9. Тираж 300 прим. Зам. № 105. Ціна договір.

Харківський національний університет радіоелектроніки (ХНУРЕ)
Просп. Леніна, 14, Харків, 61166.

Оригінал-макет підготовлено і збірник надруковано у ПФ „Колегіум", тел. (057) 703-53-74.
Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої діяльності до Державного реєстру видавців.
Сер. ДК №1722 от 23.03.2004