

621.396(06)
P15

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

РАДИОТЕХНИКА

**Всеукраинский межведомственный
научно-технический сборник**

Основан в 1965 г.

ВЫПУСК 158

ХНУРЕ Radvotekhnyka



813699

Харків
Харківський національний
університет радіоелектроніки
2009

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. Ажасжа*, академик НАН Украины; *Ю.Б. Гимпелевич*, д-р техн. наук, проф.; *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.М. Карташов*, д-р техн. 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., проф.; *А.И. Стрелков*, д-р техн. наук, проф.; *К.С. Сундучков*, д-р техн. наук, проф.; *П.Л. Токарский*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *А.И. Фисун*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *Я.С. Шифрин*, д-р техн. наук, проф.

Ответственный за выпуск д-р техн. наук, проф. *В.М. Карташов*

Рекомендовано Ученым советом Харьковского национального университета радиозлектроники, протокол №50 от 25.09.2009.

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

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

и в Каталог «Газеты. Журналы» Российской Федерации, подписной индекс 98953

СОДЕРЖАНИЕ

<i>Ю. В. Лыков, А. Н. Олейников</i> Синтез оптимального обнаружителя и измерителя АВХ ТВ сигналов, отраженных от метеорных следов	5
<i>А. А. Сосунов, В. А. Васильев, С. В. Полишко</i> Сравнительная оценка показателя качества подсистемы автосопровождения по радиальной скорости многоканальной РЛС с фазированной антенной решеткой двумя моделями	13
<i>Т. А. Скворцов, Ю. В. Черняк, А. В. Фисун</i> Возможности калибровки радара некогерентного рассеяния	17
<i>Б. В. Жуков, Е. И. Березин</i> Особенности функционирования акустических уровнемеров локационного типа при нестандартных условиях	21
<i>В. И. Леонидов</i> Радиоакустическое зондирование при возмущенном состоянии пограничного слоя атмосферы	27
<i>А. Н. Клюева, В. А. Петров</i> Поле в зоне дифракции Френеля при рассеянии волн в тропосфере	36
<i>А. А. Желанов</i> Алгоритм и процедура верификации оценки целочисленных неоднозначностей фазовых GPS наблюдений разностной частоты	43
<i>М. И. Дзюбенко, Д. Ф. Кулишенко, А. А. Приёмко, С. Н. Колпаков</i> Экспресс-анализатор сплавов на основе установок для лазерной гравировки	53
<i>И. Н. Бондаренко, Ю. Е. Гордиенко, С.Ю. Ларкин</i> Формирование сигналов сканирования в микроволновой микроскопии с резонаторным микрозондом	59
<i>В. И. Фесенко, И. А. Сухоиванов, С. Н. Шульга</i> Фотонные кристаллы и микрорезонаторы на основе анизотропного мезопористого кремния	68
<i>Н. И.Украинец</i> Диэлектрическое резонансное кольцо в прямоугольном волноводе	75
<i>С. Д. Приймико</i> Истокообразная функция Грина волнового уравнения для круглого волновода	81
<i>А. Ю. Литинский, А. Н. Рудякова</i> Моделирование процесса формирования элементов оптоэлектронной акустооптической вычислительной среды	89
<i>В. В. Печенин, А. Р. Сарамолки</i> Анализ частотных свойств синхронизированного автогенератора с автоматической перестройкой частоты генерации	95
<i>А. Ю. Воропай, В. Н.Кришук, А. Ю. Малый</i> Математическое обеспечение автоматизации разработки и проверки программ микроконтроллеров	100
<i>П. Ф. Лебедев</i> Источники энергии в теории линейных электрических цепей	107
<i>П. Ф. Лебедев</i> Самодуальные линейные цепи радиоэлектроники и связи	111
<i>В.А. Посошенко, А.В. Садчиков, А.Ф. Измайлов</i> Обнаружитель нешумовых сигналов, замаскированных гауссовым шумом	119
<i>В. С. Сыроветник</i> Определение помехоустойчивости ЧМн-2 сигналов, формируемых с помощью синтезатора частот косвенного типа	127
<i>О. В. Гунько</i> Амплитудно-фазовые соотношения радиоканала с потерями	134
<i>Н. Н. Горобец, А. В. Тривайло</i> Волновые процессы в ближней, промежуточной и дальней зонах побочных электромагнитных излучений технических средств	144
<i>А. В. Кипенский, М. Е. Доценко</i> Терапевтические свойства диадинамических токов и их гармонический состав	152
<i>Е. С. Малышкина</i> Оценивание параметров качества тестового контроля в образовательных системах	162
<i>О.И. Харченко</i> Выделение значимых признаков электроэнцефалограмм	169
<i>В. Г. Котух, В. И. Степаненко, М. С. Тушева, О. Е. Деменко</i> Экспериментальные исследования технологических режимов герметизации и контроля герметичности корпусов датчиков для изделий радиоэлектронной аппаратуры	176
<i>Ю. Т. Жолудов, Д. В. Снежко, Е. А. Кукоба, Е. М. Белааш, Н. Н. Рожницкий</i> Электрохемилюминесцентный анализатор ЭЛАН-3d для биомедицинских исследований	180
<i>Н.Н. Чернышов</i> Преобразование формы сигналов в системах	187
Рефераты	194

CONTENTS

<i>Y. V. Lykov, A. N. Oleynikov</i> Synthesis of the optimum detector and measurer of amplitude-time characteristics of TV signals reflected from meteoric trails	5
<i>A. A. Sosunov, V. A. Vasilev, S. V. Polishko</i> The radial velocity subsystem quality parameter comparative estimation of multichannel phase – array by two models	13
<i>T. A. Skvorzov, Y. V. Chernyak, A. V. Fisun</i> Possibilities of noncoherent scattering radar calibration	17
<i>B. V. Zhukov, E. I. Berezin</i> Particularities of operation of the acoustic level measurement devices of under nonstandard conditions	21
<i>V. I. Leonidov</i> Radioacoustic sounding at the excited state of the atmospheric boundary layer	27
<i>A. N. Klyueva, V. A. Petrov</i> Field in the Fresnel diffraction zone at waves scattering in troposphere	36
<i>A. A. Zhelanov</i> Algorithm and procedure for verification of integer phase ambiguities GPS measurements estimation	43
<i>M. I. Dzjubenko, D. F. Kulishenko, A. A. Priyomko, S. N. Kolpakov</i> Express analyzer of metal alloys based on laser marking system	53
<i>I. N. Bondarenko, Yu. E. Gordienko, S. Yu. Larkin</i> Scanning signals formation in microwave microscopy using cavity microprobe	59
<i>V. I. Fesenko, I. A. Sukhoivanov, S. N. Shulga</i> Photonic crystals and microcavities based on anisotropic porous silicon	68
<i>N. I. Ukrainets</i> Dielectric resonant ring in the rectangular waveguide	75
<i>S. D. Prijmenko</i> Sourcewise representation of the wave equation Green's function for a circular waveguide	81
<i>A. Y. Lipinskii, A. N. Rudiakova</i> Modeling of the process of optoelectronic acousto-optic computational environment elements formation	89
<i>V. V. Pechenin, A. R. Saramolki</i> Analysis of frequency properties of the synchronized ascillator with automatic re-tuning of generation frequency	95
<i>A. Voropay, V. Kryshchuk, A. Maly</i> Mathematical maintaice for automation of microcontrollers programs development and check	100
<i>P. F. Lebedyev</i> Energy sources in the theory of linear electric circuits	107
<i>P. F. Lebedyev</i> Self-dual linear circuits of radio electronics and communication	111
<i>V. A. Pososhenko, A. V. Sadchikov, A. F. Izmaylov</i> Indikator not noise signals disguised gaussov by noise	119
<i>V. S. Syrovetsnik</i> Definition of noise stability of the BFSK signals formed by the frequencies synthesizer of indirect type	127
<i>O. V. Gunko</i> Amplitude phase relations of the radio channel with losses	134
<i>N. N. Gorobets, A. V. Trivaylo</i> Wave processes in the near, intermediate and far-field zones of spurious electromagnetic radiation of technical facilities	144
<i>A. V. Kipensky, M. E. Dotsenko</i> Therapeutic properties of diadynamic currents and their harmonic composition	152
<i>K. S. Malyshkina</i> Determination of the quality parameters of entrance inspection at educational systems	162
<i>O. I. Kharchenko</i> Definition of significant indications of electroencephalograms	169
<i>V. G. Kotuh, V. I. Stepanenko, M. S. Tusheva, O. E. Demenko</i> Experimental researches of the technological modes of pressurizing and control of impermeability of corps of sensors for the wares of radio electronic apparatus	176
<i>Y. T. Zholudov, D. V. Snizhko, E. A. Kukoba, O. M. Bilash, M. M. Rozhitskii</i> Electrochemiluminescent analyzer ELAN-3d for biomedical research	180
<i>N. N. Cyernyshov</i> Transformation of the form of signals to systems	187
Abstracts	194

СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНОГО ОБНАРУЖИТЕЛЯ И ИЗМЕРИТЕЛЯ АВХ ТВ СИГНАЛОВ ОТРАЖЕННЫХ ОТ МЕТЕОРНЫХ СЛЕДОВ.

Введение

Начиная с 1994 г., в рамках программы «Глобальная метеорная сеть» («Global Meteor-Scatter Network»), в мире действует сеть автоматических станций учета метеорной активности, которые в качестве зондирующего излучения используют сигнал от ТВ и радиовещательных станций. Цель наблюдений состоит в том, чтобы обнаружить кратковременные (0,5...2 ч) увеличения метеорной активности, которые вызываются потоками, связанными с долгопериодическими кометами. Эти кометы потенциально опасны с точки зрения столкновения с Землей, а обнаружить их можно, наблюдая связанные с ними метеорные потоки.

Как отмечается в [1], в результате наблюдений на фоне обычного суточного хода численности метеоров явно проявляются кратковременные «вспышки активности», которые повторяются из года в год. Один из обнаруженных потоков сопоставлен с кометой P/Kiess [2,3].

Для решения этой задачи используются антенны типа «волновые каналы» с тремя или пятью директорами. В качестве приемников используются либо переделанные вещательные приемники, либо сканирующие приемники, управляемые ПЭВМ, имеющие чувствительность порядка 1 мкВ и полосу пропускания от 3 до 50 кГц. Фиксируется численность метеоров и длительность отражений отдельно для каждого десятиминутного интервала.

Ориентация антенн, обработка принимаемых сигналов и идентификация их с сигналами, отраженными от метеорных следов, в этих станциях различна и не всегда эффективна. Существует возможность, используя близкую к оптимальной обработку сигнала, повысить эффективность и унифицировать станции, работающие в рамках программы «Глобальная метеорная сеть».

Постановка задачи

Для решения задач оценки параметров сигналов, отраженных от метеорных следов, необходимо обеспечить достаточное отношение с/ш для их идентификации. Параметры ТВ сигнала, выбранного в качестве зондирующего, не подлежат изменению. Для повышения отношения с/ш могут быть изменены только параметры приемной аппаратуры, в частности ориентация ДН приемной антенны [4] и выбор структурной схемы оптимального обнаружителя ТВ сигналов.

В статье рассмотрены вопросы синтеза оптимального обнаружителя ТВ сигналов, отраженных от метеорных следов на фоне шумов на основе уточненной модели сигнала.

Описание модели ТВ сигнала отраженного от метеорного следа

Рассмотрим структуру ТВ сигнала во временной (рис. 1) и в частотной (рис. 2) областях [5]. Некоторые параметры ТВ сигнала, согласно ГОСТ 7845-92, приведены в табл. 1.

Из всего множества компонент телевизионного сигнала, для получения амплитудно-временных характеристик (АВХ) сигналов, отраженных от метеорных следов, наиболее приемлемыми параметрами обладают строчные синхроимпульсы (ССИ) и строчные гасящие импульсы (СГИ). Так как отношение сигнал/шум на выходе оптимального обнаружителя пропорционально отношению энергии сигнала к спектральной плотности шумов на входе обнаружителя, то выигрыш B при использовании СГИ по сравнению с ССИ

$$B = E_{cgu} \tau_{cgu} / E_{ccu} \tau_{ccu} = 1,7. \quad (1)$$

Параметры СГИ позволяют отнести его к сигнала со случайной фазой.

Дифракционная картина сигнала, рассеянного на формирующемся метеорном следе определяется выражением [6]:

$$I = \left| \frac{1}{\sqrt{2}} \int_{-\infty}^{x_0} e^{i \frac{\pi}{2} x^2} e^{-\Delta(x_0 - x)} dx \right| \quad (2)$$

$$\Delta = \frac{8\pi^2 D \sqrt{R}}{v \lambda^{\frac{1}{2}}}$$

где λ – длина волны; R – наклонная дальность следа; D – коэффициент амбиполярной диффузии для зеркальной точки; v – скорость метеорной частицы; x_0 – характеризует положение головы следа; x – отсчитывается от точки зеркального отражения на следе в направлении движения метеора.

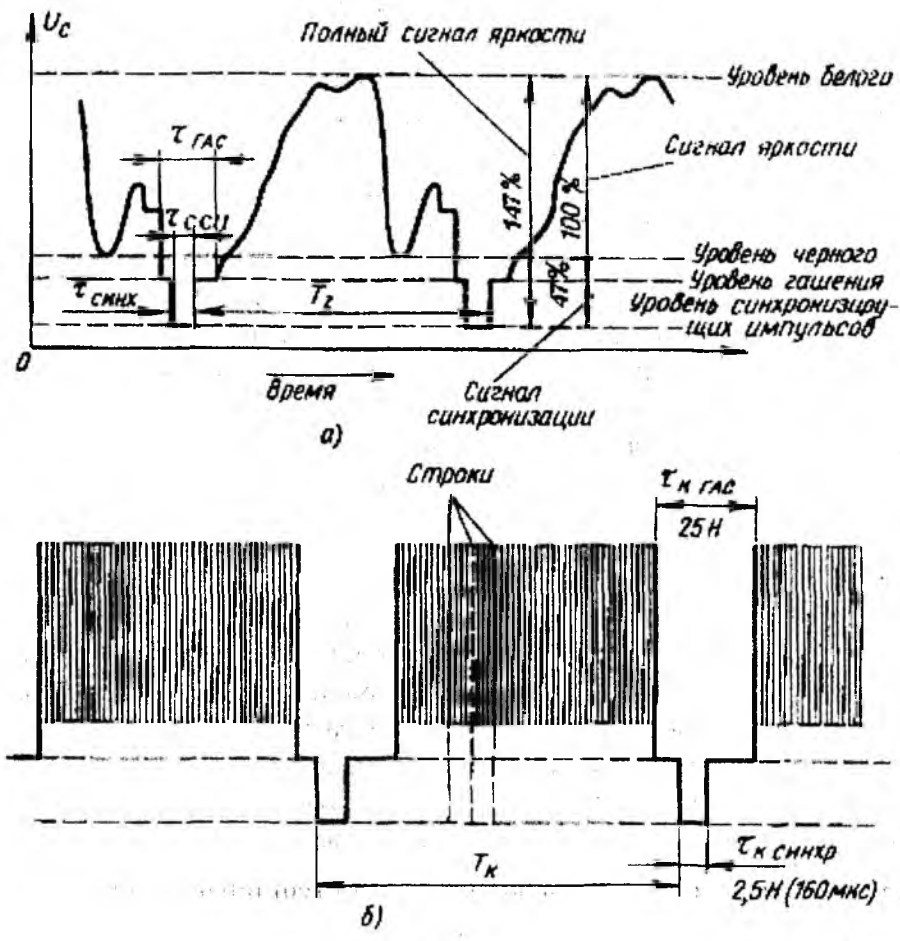


Рис. 1

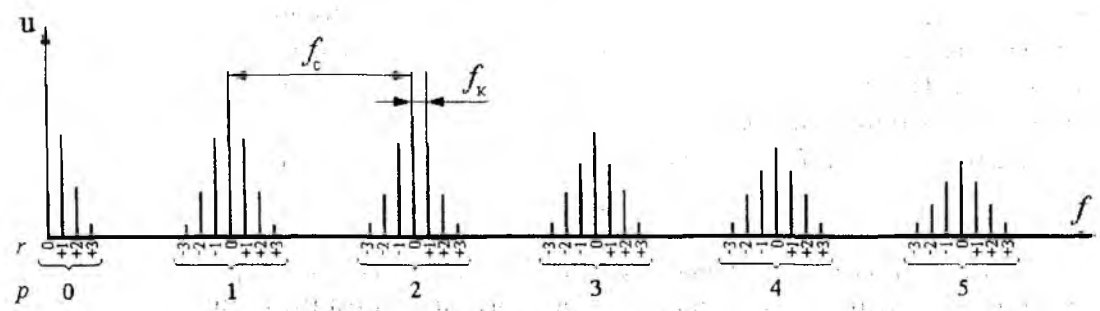


Рис. 2

Наименование	Значение
Номинальный уровень гашения (опорный уровень), %	0
Номинальный уровень белого, %	100
Номинальный уровень синхронизации (уровень синхронизирующих импульсов), %	-47
Защитный интервал, %	от 0 до 7
Размах выброса синхронизирующих, гасящих и уравнивающих импульсов по отношению к размаху импульса, %, не более	5
Номинальная длительность строки, мкс	64
Отклонение длительностей отдельных строк от среднего значения и разность длительностей двух соседних строк, нс, не более	32
Длительность гасящего импульса строк, мкс	12+/-0,3
Интервал между фронтами гасящего и синхронизирующего импульсов строк, мкс	1,5+/-0,3
Длительность синхронизирующего импульса строк, мкс	4,7+/-0,2
Длительность фронта (среза) гасящего импульса строк, мкс	0,3+/-0,1
Длительность фронта (среза) синхронизирующего импульса строк, мкс	0,2+/-0,1
Отклонение несущей частоты от номинального значения (в течение 1 месяца), Гц	+/- 100

*Длительность импульсов задана на уровне 0,5 их размаха, длительность фронта и среза импульсов – в пределах 0,1-0,9 размаха.

Вид амплитудно-временных характеристик сигналов, рассеянных на ненасыщенных метеорных следах, для различного параметра Δ показан на рис. 3.

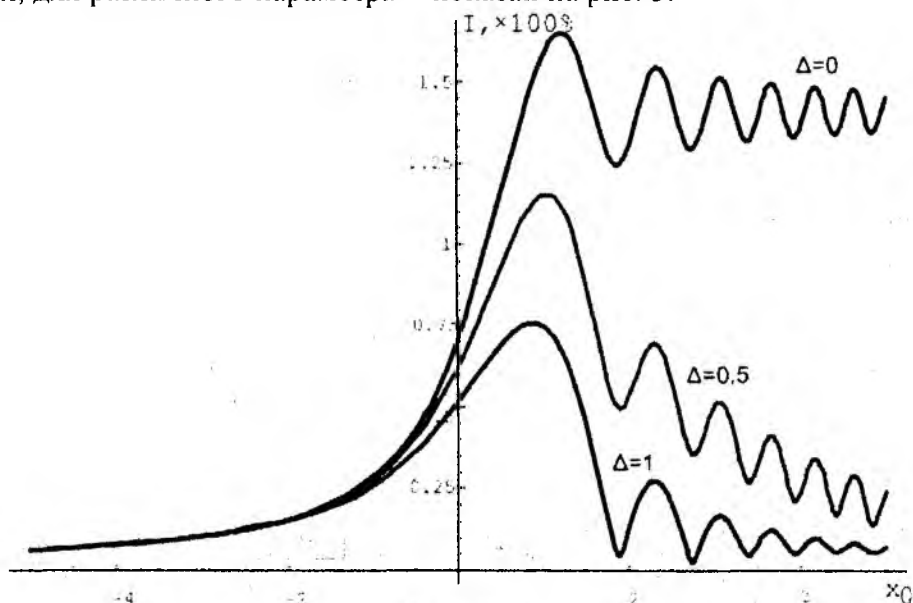


Рис. 3

Распределение длительностей метеорных отражений изображена на рис. 4 [7].

Если принять, что средняя длительность времени метеорного отражения равна 0,25 с, то в зависимости от скорости метеорного тела может сформироваться до 10 зон Френеля, в которых будут располагаться около 4000 СГИ. В этом случае имеют место дружные флуктуации амплитуды отраженного сигнала.

В итоге отраженные от метеорного следа СГИ описываются моделью сигнала с дружными флуктуациями амплитуды и со случайной начальной фазой:

$$u(t, \phi, a) = aU_m(I(t)) \cos[\omega_0 t + \psi(t) - \phi], \quad (3)$$

$$\omega(\phi) = 1/2\pi,$$

$$w(a) = \frac{a}{\sigma_a^2} \exp\left\{\frac{-a^2}{2\sigma_a^2}\right\},$$

где a – коэффициент флуктуации амплитуды; $w(a)$ – распределение максимума амплитуды отраженного сигнала; φ – неизвестная начальная фаза; $w(\varphi)$ – распределение начальной фазы; $U_m(I(t))$ – амплитуда сигнала с учетом явления дифракции на формирующемся следе; ω_0 – несущая частота; $\psi(t)$ – функция угловой модуляции.

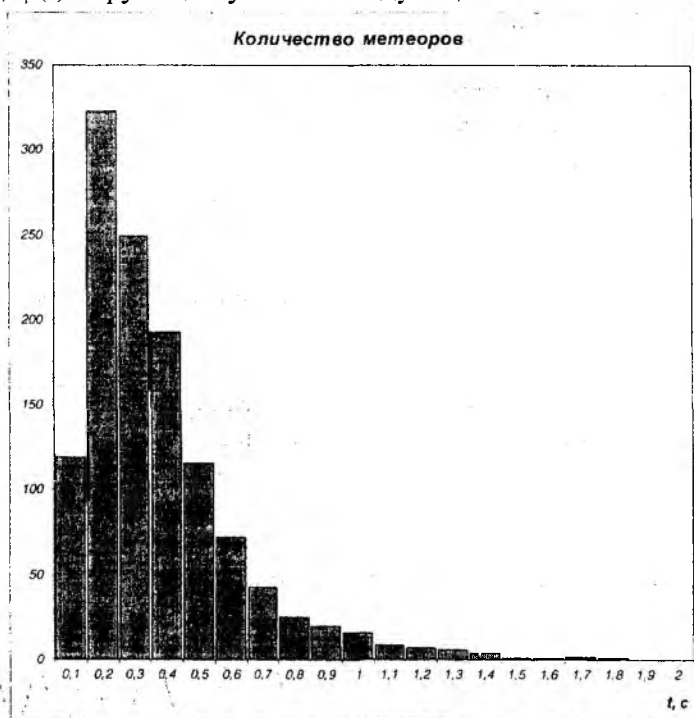


Рис. 4

Синтез оптимального обнаружителя

Оптимальное обнаружение некогерентных импульсов подробно описано в различных источниках. Как правило, для этого используют два метода обработки: корреляционные или фильтровые. На практике наибольшее распространение получил второй метод в силу простоты его реализации. На рис. 5 изображена структурная схема фильтрового обнаружителя сигнала со случайной начальной фазой на фоне белого шума. Так как априорные вероятности отсутствия и наличия сигнала неизвестны, то значение порога $U_{пор}$ устанавливаются исходя из критерия Неймана-Пирсона [8].

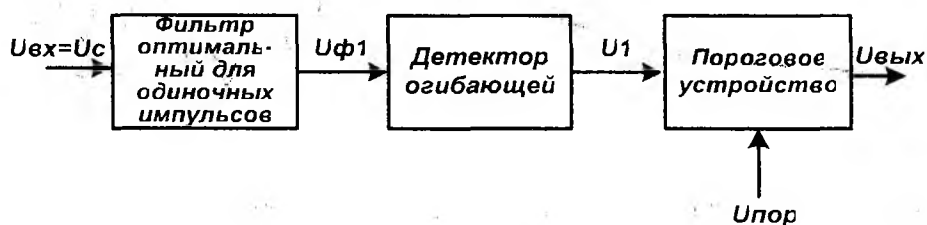


Рис. 5

Оптимальный обнаружитель пачки некогерентных импульсов содержит накопитель протектированных сигналов (рис. 6). Ориентировочно последетекторное интегрирование пачки из N импульсов увеличивает отношение сигнал/шум в \sqrt{N} раз [9].

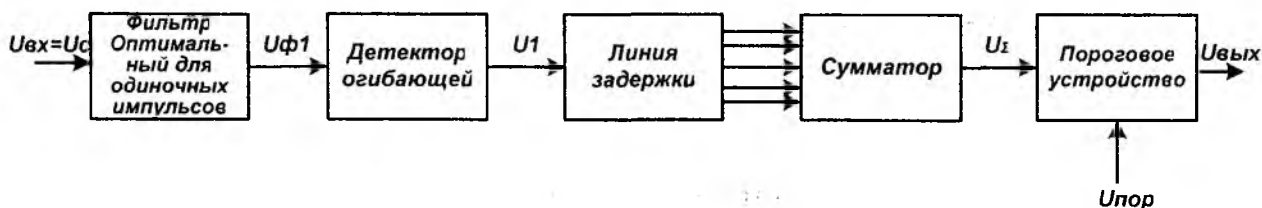


Рис. 6

Рассмотрим основные параметры структурных элементов оптимального обнаружителя.

Как известно, комплексная передаточная функция $K(j\omega)$ оптимального обнаружителя сигнала на фоне белого нормального шума должна быть согласованна со спектром сигнала [8]:

$$K(j\omega) = kS^*(j\omega)e^{j\omega t_0} \quad (4)$$

где $S^*(j\omega)$ – функция, комплексно сопряженная спектру сигнала $S(j\omega)$; k – постоянная, равная максимальному усилению фильтра; t_0 – фиксированное время, при котором наблюдается выходной сигнал.

Отношение сигнал/шум на выходе оптимального обнаружителя детерминированного сигнала, на фоне белого нормального шума, равно параметру обнаружению q_0 :

$$q_0 = 2E/F_0, \quad (5)$$

где E – энергия сигнала на входе обнаружителя, F_0 – спектральная плотность белого нормального шума на входе приемника.

Так как на практике реализовать оптимальный фильтр в полной мере технически сложно, то используют квазиоптимальный фильтр – фильтр УПЧ приемника в виде простой RLC цепи, согласованной с импульсом только по полосе сигнала. Если согласование проводить полосовым фильтром с полосой пропускания $2\Delta f = 0.4/\tau$, то отношение сигнал шум понизится по сравнению с q_0 на 18,5% [10]. Для случая приема СГИ полоса пропускания квазиоптимального фильтра должна быть 33,3 кГц.

Следует также отметить, что для определения угловых координат радианта метеорного следа необходимо оценивать время запаздывания отраженного сигнала, принятого в различных приемных пунктах, а для оценки скорости метеорного тела необходимо измерять положения максимумов дифракционной картины. Дисперсия оценки времени запаздывания для прямоугольного импульса длительностью τ_u , ограниченного по спектру полосой Δf , приближено равна [11]:

$$\sigma_{\tau}^2 \approx \frac{\tau_u}{\Delta f (2E/N_0)}$$

Поэтому для повышения точности оценивания времени запаздывания необходимо увеличивать отношение $\Delta f/\tau_u$.

Применение синхронного фазового детектора в случае приема СГИ ТВ сигнала не представляется возможным в силу некогерентности начальной фазы импульсов. Поэтому необходимо применять детектор огибающей, что приводит к потерям в пороговом сигнале на 3 дБ.

Необходимое число отводов линии задержки определяется количеством импульсов накопления. Минимальная длительность метеорных отражений $\tau_{\text{мин}}$ определяется длиной волны и скоростью метеорного следа [6]:

$$\tau_{\text{мин}} = 1,4 \frac{\sqrt{R\lambda}}{v} \quad (6)$$

Для $R=400$ км, $\lambda=6$ м, $v=40$ км/с минимальная длительность метеорных отражений равна 0,05 с. Тогда количество импульсов СГИ, пришедших за время $\tau_{\text{мин}}$, будет равно 780. Наиболее целесообразно реализовать линию задержки в цифровом виде после АЦП, при этом она может быть построена на регистрах сдвига или на рециркуляторе. Накопление 780 импульсов позволит увеличить отношение сигнал/шум на выходе обнаружителя в 28 раз. При этом в случае использования АЦП с разрядностью 16 бит шумами квантования можно будет пренебречь. Частота дискретизации АЦП должна быть не менее 350 кГц.

В результате оптимальный обнаружитель СГИ ТВ будет иметь вид, представленный на рис. 7.

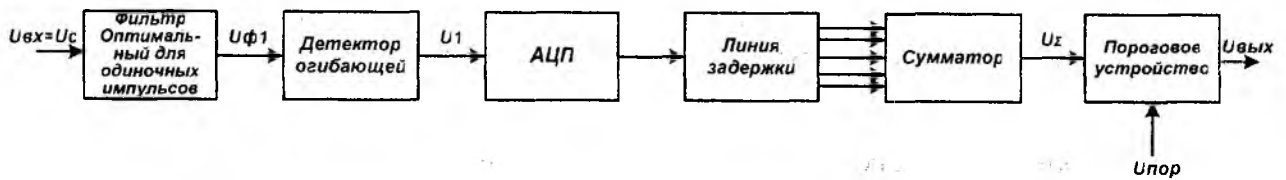


Рис. 7

Синтез измерителя амплитуды отраженного сигнала

Для определения скорости метеорного тела и координат его радианта используют АВХ отраженного от него сигнала [6]. Поэтому возникает задача синтеза измерителя амплитуды отраженного сигнала. Так как амплитуда сигнала на выходе обнаружителя пропорциональна амплитуде на его входе, целесообразно синтезировать измеритель по схеме оптимального обнаружителя, причем совместив его с последним.

Структурная схема такого измерителя будет иметь вид, показанный на рис. 8.

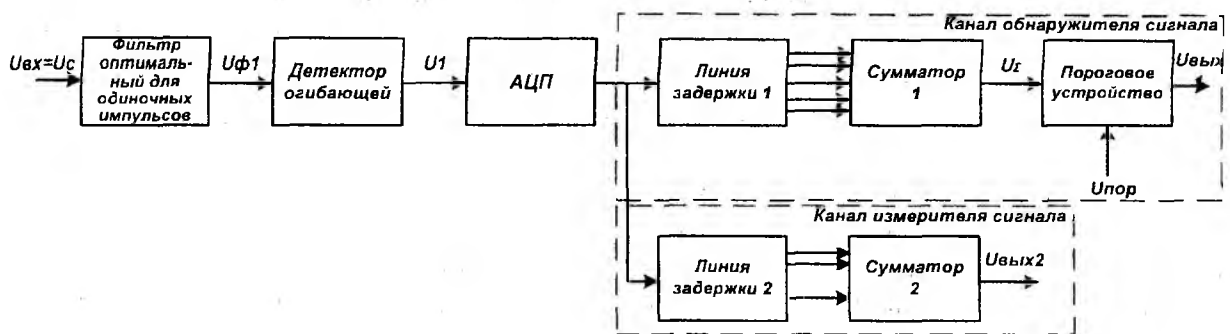


Рис. 8

Количество отводов второй линии задержки выбирается исходя из следующих соображений: количество точек при длительности t_{min} для удовлетворительной аппроксимации АВХ должно быть не менее 10. Поэтому количество отводов должно быть не более 80, что позволит увеличить отношение сигнал/шум до 9 раз.

Пороговая мощность сигнала [8]:

$$P_{пор} = \nu \frac{q_{пор} F_0}{\tau_{эф}}, \quad (7)$$

где ν – потери связанные с неоптимальностью фильтра, $\tau_{эф}$ – эффективная длительность импульса:

$$\tau_{эф} = \int_0^{\tau_{и}} P(t) dt / P_{и},$$

где $P_{и}$ – импульсная мощность; $\tau_{и}$ – длительность импульса по основанию; $q_{пор}$ – пороговое отношение сигнал/шум:

$$q_{пор} = [1/N(1-D)][\ln(1/F) + (\sqrt{N}-1)\sqrt{2\ln(1/F)}],$$

где D и F – вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги соответственно.

Сравнение отношения сигнал/шум на выходе обнаружителей

Представляет интерес сравнение канала измерителя АВХ, построенного на основе квазиоптимального фильтрового обнаружителя (рис. 8) и обнаружителя на основе узкополосной фильтрации гармоника СГИ (рис. 9) [12].



Рис. 9

Отношение сигнал шум на выходе фильтра [13]:

$$q^I_{\text{вых}} = \frac{\int_0^{\infty} S_{\text{сх}}(\omega) |K(j\omega)|^2 d\omega}{\int_0^{\infty} F_n(\omega) |K(j\omega)|^2 d\omega}, \quad (8)$$

где $F_n(\omega)$ – спектральная плотность шума, так как шум белый нормальный, то $F_n(\omega) = F_0$.

Спектр СГИ описывается выражением

$$S_{\text{сх}}(\omega) = \frac{U_0(1 - e^{j(\omega - \omega_p)\tau_n})}{j(\omega - \omega_p)} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-jn\omega T}. \quad (9)$$

Частотный коэффициент передачи фильтра [14]:

$$K(j\omega) = K_{\text{УВЧ}}(j\omega) \cdot K_{\text{УПЧ}}(j\omega) \cdot K_{\text{УФ}}(j\omega), \quad (10)$$

$$K_{\text{УВЧ, УПЧ, УФ}}(j\omega) = K_{\text{max}}^n e^{\frac{-(\omega - \omega_p)^2}{2\Delta\omega^2}} e^{-jn(\omega - \omega_p)/\Delta\omega}. \quad (11)$$

Для математического моделирования были приняты следующие параметры:

УВЧ – $n=1$, $K_{\text{max}}=30$, $2\Delta\omega=5.7 \cdot 10^6 \text{ рад/с}$, $\omega_p=2.85 \cdot 10^6 \text{ рад/с}$; УПЧ – $n=3$, $K_{\text{max}}=70$, $2\Delta\omega=2.93 \cdot 10^5 \text{ рад/с}$, $\omega_p=2.85 \cdot 10^6 \text{ рад/с}$; УФ – $n=1$, $K_{\text{max}}=1$, $2\Delta\omega=201 \text{ рад/с}$, $\omega_p=9.817 \cdot 10^4 \text{ рад/с}$.

Отношение сигнал/шум на выходе квазиоптимального обнаружителя (рис. 8):

$$q^{II}_{\text{вых}} = \frac{0.815 \cdot U_0^2 \cdot \tau_{\text{ссу}} \sqrt{N}}{F_0}. \quad (12)$$

Спектр СГИ на выходе УВЧ и АЧХ УПЧ показаны на рис. 10.

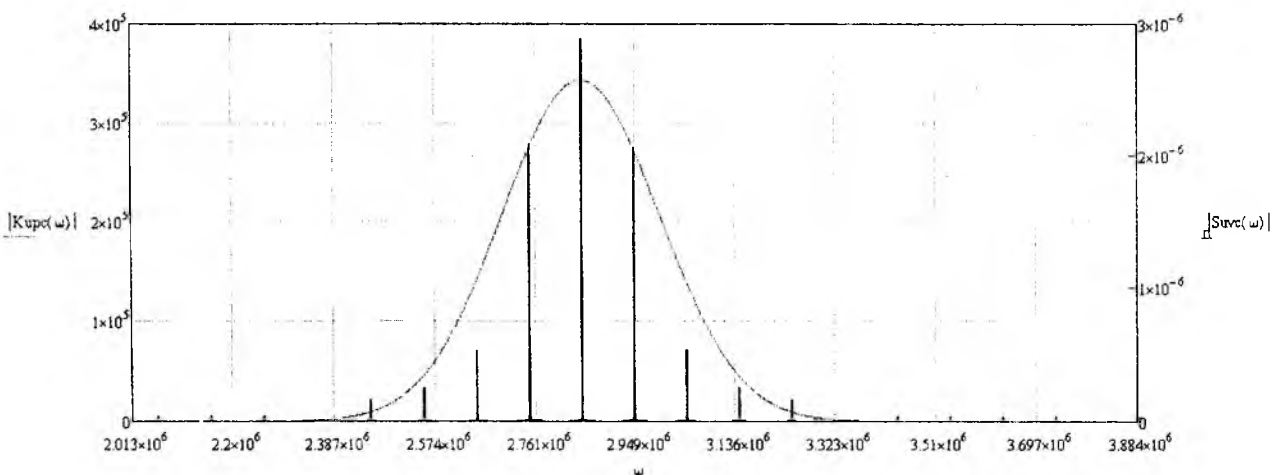


Рис. 10

Результаты моделирования приведены в табл. 2.

Таблица 2

	$N=80$	$N=780$
$q''_{\text{вых}} / q'_{\text{вых}}$	6дб	11дБ

При использовании узкополосной фильтрации первых двух гармоник СГИ можно несколько увеличить отношение сигнал/шум (табл. 3).

Таблица 3

	$N=80$	$N=780$
$q''_{\text{вых}} / q'_{\text{вых}}$	5дб	10дБ

По результатам математического моделирования видно, что использование обнаружителя по схеме рис. 8 по сравнению с обнаружителем по схеме рис. 9 дает выигрыш в отношении сигнал/шум, причем как в канале обнаружения так и в канале измерения.

Выводы

1. Получена модель ТВ сигнала, учитывающая АВХ отражений от метеорных следов.
2. Выбрана структурная схема и параметры обнаружителя, учитывающие параметры СГИ и их изменение при отражении от метеорного следа на основании полученной модели.
3. Проведенное математическое моделирование двух обнаружителей показало, что синтезированный обнаружитель дает не менее чем на 5 дб большее отношение сигнал/шум, чем используемая узкополосная фильтрация.

Список литературы: 1. *Yrjola I., Jenniskens P.*, 1998, Meteor Stream Activity VI. A survey of annual stream activity by means of forward meteor scatter, *Astronomy & Astrophysics* 330, 739-752. 2. *Jenniskens P.* Meteor Stream Activity. IV. Meteor outbursts and the Sun's reflex motion, *Astronomy & Astrophysics* 317, 1997, p.953-961. 3. *Антипов И.Е., Коваль Ю. А., Обельченко В.В.* Развитие теории и совершенствование радиометеорных систем связи и синхронизации. Х.: Коллегиум, 2006. 4. *Лыков Ю.В., Олейников А.Н.* Выбор оптимальной ориентации приемной антенны в разнесенной системе метеорной радиолокации при использовании ТВ сигналов // *Радиотехника*. 2008. Вып.152. С.72-77. 5. *Джасакония В.Е.* Телевидение: Учебник для ВУЗов. М.: Радио и связь, 1997. 640с. 6. *Кащеев Б.Л.* Метеорные явления в атмосфере Земли / *Б.Л. Кащеев, В.Н. Лебединец, М.Ф. Лагутин*. М.: Наука, 1967. 217с. 7. *Олейников А.Н., Лыков Ю. В.* Обработка телевизионных сигналов при метеорном распространении для выявления распределения длительностей метеорных отражений // 11-й Междунар. форум «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке» // Сб. материалов форума. Харьков: ХНУРЭ, 2007. Ч.1. С. 30. 8. *Сосулин Ю.Г.* Теоретические основы радиолокации и радионавигации. Учебное пособие. М.: Радио и связь, 1992. 308с. 9. *Белоцерковский Г.Б.* Основы радиолокации и радиолокационные устройства. М.: Сов.Радио, 1975. 336с. 10. *Лезин Ю.С.* Введение в теорию и технику радиотехнических систем: Учеб. пособие. М.: Радио и связь, 1986. 280 с. 11. *Тихонов В.И.* Статистическая радиотехника. М.: Сов. радио, 1966. 680с. 12. *Олейников А.Н., Сосновчик Д.М., Лыков Ю.В.* Исследование притока метеорного вещества с использованием системы разнесенной радиолокации // 1-я Междунар. конференция «Глобальные информационные системы. Проблемы и тенденции развития»: Сб. материалов конференции Харьков: ХНУРЭ, 2006. 470с. 13. *Баскаков С.И.* Радиотехнические сигналы и цепи: Учеб. пособие. М.: Радио и связь, 2002. 216с. 14. *Гоноровский И.С.* Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для ВУЗов. М.: Радио и связь, 1986. 512с.

Харьковский национальный
университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 31.07.2009

СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА ПОКАЗАТЕЛЯ КАЧЕСТВА ПОДСИСТЕМЫ АВТОСОПРОВОЖДЕНИЯ ПО РАДИАЛЬНОЙ СКОРОСТИ МНОГОКАНАЛЬНОЙ РЛС С ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ ДВУМЯ МОДЕЛЯМИ

Постановка задачи

Многоканальные РЛС с фазированной антенной решеткой (МК РЛС с ФАР) представляют собой сложные технические устройства, решающие разнообразные задачи по поиску, сопровождению, оцениванию координат воздушных объектов (ВО). В настоящее время такие РЛС широко используются в радиолокационных комплексах благодаря ряду своих несомненных преимуществ, в том числе многоканальности за счет временного разделения каналов. В МК РЛС с ФАР при сопровождении определенного ВО последовательные моменты измерения его координат разделяются интервалами времени длительностью T .

В режиме сопровождения одним из показателей качества функционирования МК РЛС с ФАР может быть принята пропускная способность. В работах [1, 2] управление длительностью T интервала времени между радиоконтактами используется для оптимизации указанного показателя качества. В таких МК РЛС с ФАР, как правило, используются системы раздельного автосопровождения [3]. При использовании квазинепрерывного сигнала это системы автосопровождения по угловым координатам, дальности и радиальной скорости. При этом, несмотря на раздельный характер сопровождения, функционирование следящих систем зависит друг от друга.

Параметры каждой из указанных следящих систем автосопровождения влияют на пропускную способность (один из показателей качества) МК РЛС с ФАР. Исследование такого влияния позволит определить наиболее критичную систему автосопровождения, совершенствование которой обеспечит наибольший прирост показателя качества, или (при обратной постановке задачи) сформулировать требования к характеристикам следящих систем.

В работе [4] исследование проведено для системы автосопровождения по радиальной скорости, причем результаты получены при допущении о независимости среднего времени поиска и захвата \bar{t}_{nz} воздушного объекта от количества свободных каналов сопровождения, что не соответствует действительности. Поэтому требуется проверка обоснованности такого допущения.

Цель статьи – сравнительная оценка потенциальной пропускной способности МК РЛС с ФАР для подсистемы автосопровождения по радиальной скорости с помощью двух моделей – исходной модели, которая не учитывает зависимость среднего времени поиска и захвата \bar{t}_{nz} воздушного объекта от количества свободных каналов сопровождения, и уточненной модели [5], в которой такой учет происходит. Исследование будет проведено при различных отношениях сигнал/шум на основе постановки задачи оптимизации, изложенной в [2], с использованием эквивалентных статистических характеристик частотного дискриминатора из работы [6] и со сравнением с результатами работы [5].

Исходные данные, модель и результаты моделирования

Базовой моделью задачи оптимизации является двухфазная модель массового обслуживания с использованием эквивалентных статистических характеристик частотного дискриминатора, описанная в работах [2, 4, 7]. При использовании таких характеристик в работе [6] предложен показатель качества радиотехнической следящей системы – вероятность устойчивого сопровождения p_u .

Этот показатель представляет вероятность нахождения ошибки сопровождения ВО к следующему радиоконтакту в пределах апертуры эквивалентной характеристики дискриминатора.

Показатель p_n при отсутствии систематической ошибки является функцией длительности интервала времени T между радиоконтактами и отношения сигнал/шум q и неявным образом входит в функционал пропускной способности R [2]

$$R = F(L_{t_{cp}}, L_{t_{nz}}, L_{t_{cp}}, L_{t_{com}}, T, T_1, q), \quad (1)$$

где $L_{t_{cp}}$ – функция распределения длительности интервалов времени t_{cp} между целеуказаниями; $L_{t_{nz}}$ – функция распределения длительности интервалов времени t_{nz} поиска и захвата ВО на сопровождение; $L_{t_{cp}}$ – функция распределения длительности интервалов времени t_{cp} до срыва сопровождения ВО; $L_{t_{com}}$ – функция распределения длительности интервалов времени t_{com} сопровождения ВО; T_1 – длительность интервала времени радиоконтакта с воздушными объектами.

С помощью указанного показателя можно оценить только потенциальную (максимально достижимую) пропускную способность.

В работе [2] проведен краткий анализ возможных путей решения задачи оптимизации и показано, что решение этой задачи в общем случае связано с большими трудностями.

Самый простой случай соответствует показательным законам распределения случайных величин – интервалов времени между выдачей целеуказания, поиска и захвата, сопровождения и до срыва сопровождения.

В этом случае двухфазная модель массового обслуживания является Марковской с дискретным пространством состояний. По графу переходов между состояниями легко выписывается система дифференциальных уравнений для вероятностей состояний S_{ij} (i – количество воздушных объектов на этапе поиска и захвата, j – количество воздушных объектов на этапе сопровождения). Показатель R может быть рассчитан через финальные вероятности состояний и решение задачи может быть получено аналитически [4, 7, 8].

Воспользуемся этой же моделью в качестве исходной (существующей) и в данной статье.

Кроме этого, необходимо получить зависимости показателя p_n от длительности интервала времени T между радиоконтактами для различных отношений сигнал/шум, что представляет собой самостоятельную достаточно сложную задачу, требующую проведения объемного статистического исследования.

Однако для конкретного частотного дискриминатора указанная работа уже проделана. Для вероятности устойчивого сопровождения p_n будем использовать результаты работы [6], в которой приведены зависимости показателя p_n от длительности интервала времени T между радиоконтактами для нескольких отношений сигнал/шум q , полученные при использовании эквивалентных статистических характеристик частотного дискриминатора.

В уточненной модели при наличии целей на этапе сопровождения количество канальных интервалов, которые выделяются для поиска и захвата цели, уменьшается пропорционально количеству целей на этапе обстрела. Поэтому интенсивность поиска и захвата $\mu_{1j} = 1/\bar{t}_{nz}$ ВО можно оценить по формуле [5]

$$\mu_{1j} = \mu_{10}(1 - j/k), \quad 0 < j < k, \quad (2)$$

где j – количество целей на этапе сопровождения; k – количество каналов сопровождения.

Для получения численных оценок и сопоставимости результатов данной статьи и работы [4] примем исходные данные, как и в работе [4]: средняя длительность интервалов времени между целеуказаниями $\bar{t}_{cp} = 20$ с, средняя длительность интервалов времени поиска и захвата $\bar{t}_{nz} = 1/\mu_{10} = 10$ с, средняя длительность интервалов времени сопровождения $\bar{t}_{com} = 40$ с, средняя длительность интервалов времени до срыва сопровождения $\bar{t}_{cp} = 0,017k/(1 - p_n(0,017k))$,

где k – количество каналов сопровождения (второй фазы), для отношений сигнал/шум $q = 2, 3, 5$. Аргумент показателя p_{ii} указывает длительность интервала времени между радиоконтактами T . Результаты расчетов приведены на рис. 1.

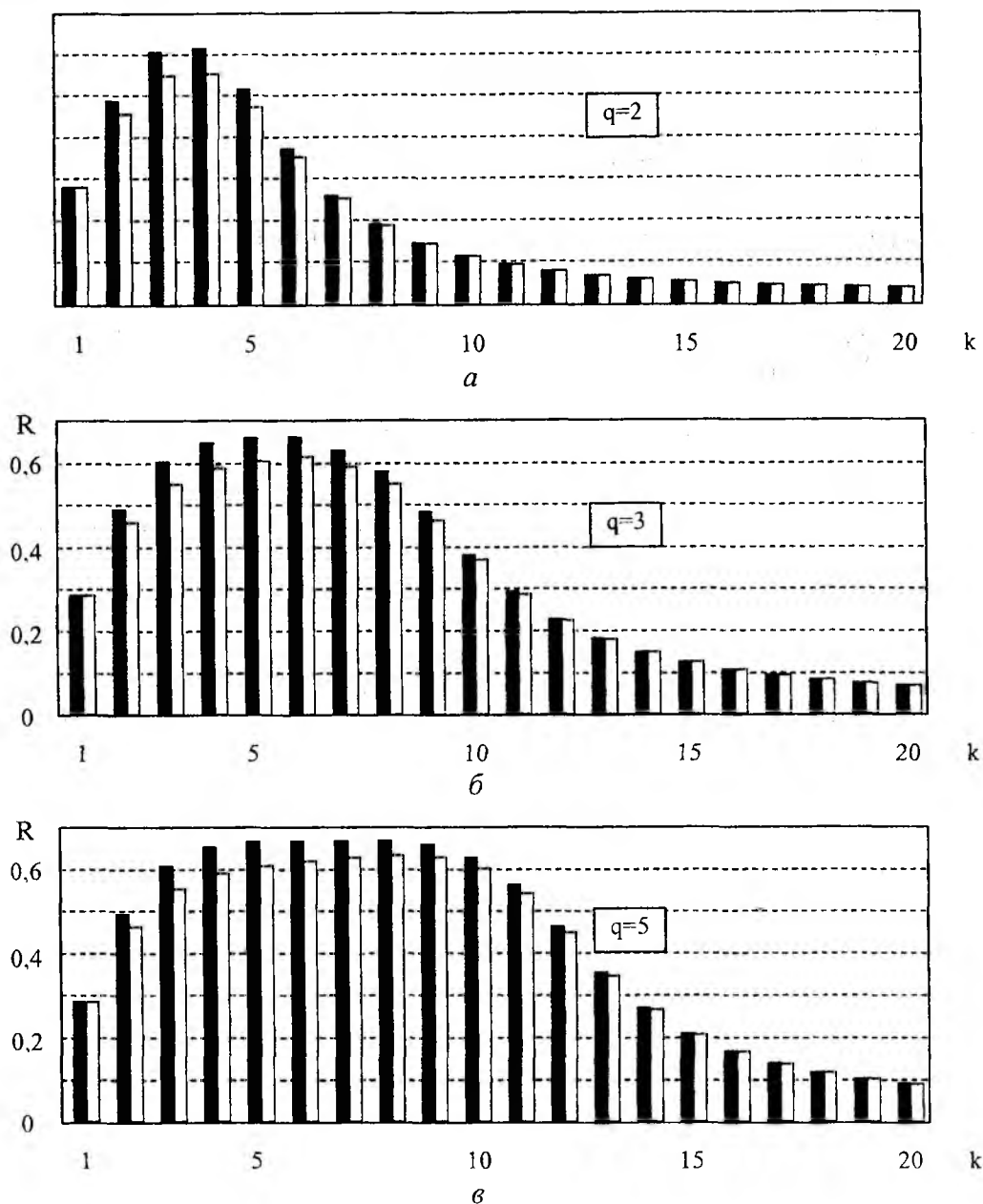


Рис. 1. Зависимость пропускной способности МК РЛС с ФАР для подсистемы автосопровождения по радиальной скорости от количества каналов k при различных отношениях сигнал/шум q :

■ – существующая модель; □ – уточненная модель

Анализ полученных для типовых условий результатов позволяет сделать следующие выводы для подсистемы автосопровождения по радиальной скорости.

Выводы

Максимум пропускной способности R МК РЛС с ФАР при указанных выше исходных данных существенно зависит от количества каналов сопровождения k по радиальной скорости для отношений сигнал/шум $q=2, 3, 5$ независимо от используемой модели.

Значения показателя пропускной способности R , рассчитанные по существующей и уточненной модели, отличаются не более чем на 10%, причем максимумы достигаются при одинаковом числе каналов сопровождения k .

Система автосопровождения по радиальной скорости обеспечивает максимум пропускной способности для рабочих отношений сигнал/шум q ($q \geq 3$) при количестве каналов сопровождения в диапазоне 5–7.

Таким образом, оптимальное количество каналов сопровождения по радиальной скорости, при котором обеспечивается максимум пропускной способности, фактически не зависит от того, какая модель используется – исходная или уточненная.

Поэтому более простую исходную модель целесообразно применять при оптимизации пропускной способности, а уточненную модель – для тех задач, где важно абсолютное (не экстремальное) значение показателя R .

Список литературы: 1. *Самойленко В.И., Шишов Ю.А.* Управление фазированными антенными решетками. М.: Радио и связь, 1983. 240 с. 2. *Ковальчук А. А., Парфенов Ю. Э., Сосунов А. А., Хисматулин В. Ш.* Постановка задачи оптимизации пропускной способности многоканальной РЛС с фазированной антенной решеткой путем управления длительностью интервала времени между радиоконтактами // Системы обработки информации. Х.: ХВУ. 2004. Вип. 1. С. 76–83. 3. *Максимов М. В., Меркулов В. И.* Радиоэлектронные следящие системы. М.: Радио и связь, 1990. 256 с. 4. *Ковальчук А. А., Сосунов А. А., Хисматулин В.Ш.* Оценка влияния отношения сигнал/шум на пропускную способность многоканальной РЛС с фазированной антенной решеткой при использовании квазинепрерывного сигнала // Сб. науч. трудов. Харківський військовий університет. Системи обробки інформації. Вип. 4. Харьков, 2004, С. 94-99. 5. *Васильев В. А., Сачук И.И., Сосунов О. О.* Уточнена модель для обґрунтування вимог до показника якості радіотехнічної слідкуючої системи зенітного ракетного комплексу // Системи озброєння і військової техніки. Х.: ХУ ПС. 2008. Вип. 2 (14). С. 28–30. 6. *Хисматулин В. Ш., Сачук И. И., Ковальчук А.А.* Оценка вероятности надежного сопровождения аэродинамических целей многоканальной радиолокационной станцией // Авиационно-космическая техника и технология. Государственный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского "ХАИ", 2001. Вип. 22. С. 259–262. 7. *Кулинич И. А., Парфенов Ю. Э., Сосунов А. А.* Модель для обоснования требований к показателю качества радиотехнической следящей системы // Системы обработки информации. Х.:ХВУ, 2003. Вип. 5. С. 145–150. 8. *Вентцель Е. С., Овчаров Л. А.* Теория случайных процессов и ее инженерные приложения. М.: Наука, 1991. 384 с.

*Харьковский университет
Воздушных сил им. И. Кожедуба*

Поступила в редколлегию 31.07.2009

ВОЗМОЖНОСТИ КАЛИБРОВКИ РАДАРА НЕКОГЕРЕНТНОГО РАССЕЯНИЯ**Введение**

Наиболее информативным радиофизическим методом исследования ионосферы является метод некогерентного рассеяния (НР) [1], который реализуется с использованием радаров НР. Метод НР заключается в том, что на частоте, превышающей максимальную критическую частоту ионосферной плазмы, излучают зондирующий сигнал, принимают рассеянный на неоднородностях ионосферы сигнал, измеряют его время запаздывания и мощность. Мощность принятого рассеянного сигнала P пропорциональна концентрации электронов $N(l)$ на дальности l так, что

$$P = CN, \quad (1)$$

где C – некоторый коэффициент, зависящий от характеристик радара. Однако характеристики радара меняются, а возможности их постоянного и достаточно точного контроля ограничены так, что значение коэффициента C известно недостаточно точно.

Поэтому радар НР используется для построения нормированной зависимости концентрации электронов от дальности (высоты)

$$F(l) = \frac{N(l)}{N_m}, \quad (2)$$

где N_m – концентрация электронов в максимуме. Для определения N_m , т.е. для калибровки радара НР, обычно используются станции вертикального зондирования, которые работают совместно и одновременно с радаром [2].

Очевидно, что при этом снижается надежность измерительной системы, в целом. Кроме того, возникают дополнительные материальные затраты и организационные трудности. Поэтому актуальной оказывается задача поиска альтернативных источников информации для калибровки радара НР.

Заметим также, что использование большего числа источников информации приводит к повышению точности калибровки.

Решение задачи оказывается возможным, поскольку для калибровки радара достаточно знать величину интегральной концентрации электронов. Эти возможности обсуждаются ниже.

Новый метод калибровки радара НР

Известно, что многие наблюдаемые при распространении волн эффекты зависят от интегральной концентрации электронов. В частности, указанная величина влияет на групповое запаздывание волн и определяет величину ошибок измерения дальности [3].

При этом измеренная радаром дальность до объекта

$$L = \int_0^R n(l) dl \quad (3)$$

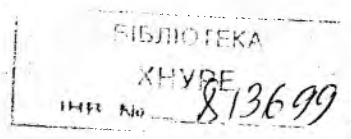
отличается от истинного ее значения R на величину

$$\varepsilon = R - L, \quad (4)$$

где коэффициент преломления ионосферы

$$n(l) = \sqrt{1 - \frac{f_0^2(l)}{f^2}}, \quad (5)$$

критическая частота



$$f_0 = \sqrt{80,8N(l)}. \quad (6)$$

Здесь f – несущая частота сигнала.

Поскольку функция $F(l)$ измеряется радаром НР, можно оценить ошибку измерения дальности δ_k для разных (k -ых) значений N_m^k и R^k . Отметим, что эта оценка будет тем точнее, чем ближе к направлению главного лепестка радара окажется излучающий объект. Если в указанном направлении и в самом деле окажется объект первичного или вторичного излучения, остается определить реальную ошибку измерения дальности до него и сопоставить эту ошибку с данными расчета. Значение N_m^k , при котором реальная ошибка совпадает с расчетной ошибкой, может быть принято за искомую оценку \hat{N}_m .

Поскольку радары НР работают на частотах, значительно превышающих максимальную критическую частоту ионосферы, формула (4) и процедура сравнения могут быть упрощены. При этом из (2) – (6) получим, что реализованная ошибка измерения дальности, связанная с состоянием ионосферы

$$\varepsilon \approx \frac{80,8N_m^R}{2f^2} \int_0^R F(l) dl, \quad (7)$$

а вычисленная указанная разность для произвольного значения N_m^k по измеренному профилю $\hat{F}(l)$:

$$\delta_k = \frac{80,8N_m^k R^k}{2f^2} \int_0^{R^k} \hat{F}(l) dl. \quad (8)$$

Таким образом, процедура сравнения может быть заменена прямым вычислением по формуле:

$$\hat{N}_m = \frac{\varepsilon}{\delta_k} N_m^k = \frac{R-L}{\delta_k} N_m^k \approx \frac{\hat{R}-\hat{L}}{\delta_k} N_m^k, \quad (9)$$

где \hat{R}, \hat{L} – оценки истинного и электрического пути соответственно. Как видно, точность определения электронной концентрации зависит от точности измерения зависимости $F(l)$ радаром НР, а также от точности определения ошибки измерения дальности.

Из приведенных соотношений можно получить формулу для определения относительной дисперсии измерения величины N_m рассмотренным методом в виде

$$\left\langle \left(\frac{N_m - \hat{N}_m}{N_m} \right)^2 \right\rangle \approx \frac{\sigma_I^2}{I^2} + \frac{\sigma_R^2 + \sigma_L^2}{\varepsilon^2} = \frac{1}{I^2} \left[\sigma_I^2 + \left(\frac{2f}{f_0} \right)^2 (\sigma_R^2 + \sigma_L^2) \right], \quad (10)$$

где $I = \int_0^R F(l) dl$, а величины $\sigma_I^2, \sigma_R^2, \sigma_L^2$ – представляют собой дисперсии оценки указанного интеграла, геометрической и электрической дальностей, соответственно. Как видно из (10), относительная дисперсия сильно зависит от рабочей частоты радара. Поэтому наиболее целесообразно рассматривать применение метода в радаров, работающих в метровом диапазоне волн. Например, в радаре НР, расположенного вблизи г. Харькова. Для таких радаров величина ε может иметь порядок сотен метров.

В то же время следует отметить, что при достаточно малых дисперсиях σ_R^2 и σ_L^2 метод может быть применен и в более высокочастотных радаров. Указанные дисперсии зависят от источников информации о дальностях и могут быть достаточно малы.

В качестве источников информации, по которым определяются ошибки измерения дальности, могут быть использованы излучающие объекты, находящиеся на околоземных орбитах. Такими объектами могут быть источники как первичного, так и вторичного излучения. К первым относятся спутники навигационных систем типа ГЛОНАСС или GPS, а ко вторым – любые орбитальные объекты, траектории которых достаточно хорошо известны.

Известно, что сигналы спутников указанных навигационных систем содержат высокоточную информацию об ошибке измерения дальности [2]. При этом для получения этой информации необязательно попадание спутника в главный луч радара НР.

Если же в главный луч радара НР попадает любой отражающий объект, то дальность до него может быть измерена с помощью самого радара. При этом в принципе можно обеспечить высокую точность измерения, поскольку радары НР обладают уникально высоким потенциалом.

Потенциальную точность можно определить, используя выражение для среднеквадратической ошибки (СКО) измерения временного запаздывания [4]:

$$\sigma_{\tau} \approx \sqrt{\frac{t_r T}{4q}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{t_r N_0}{P_s}}, \quad (11)$$

где T – длительность импульса, t_r – длительность фронта импульса, $q = \frac{E}{N_0} \approx \frac{P_s T}{N_0}$ – отношение сигнал/шум, P_s – мощность принимаемого сигнала.

Так, например, если в радаре используется приемо-передающая антенна с диаметром круглого зеркала равным ста метрам (как у Харьковского радара) при длине волны $\lambda \approx 1,7$ м, излучаемой мощности $P = 1$ МВт, длительности фронта $t_r = 1$ мкс и коэффициенте шума приемника $Ш = 10$, то для объекта с эффективной отражающей поверхностью (ЭОП) $\nu = 0,01$ м², находящегося на дальности 300 км, получаем $\sigma_{\tau} \approx 0,1$ мкс, что соответствует СКО измерения дальности около 15 м.

Таким образом, даже в случае объектов с малой ЭОП и при большой длительности фронта импульса, радар может обеспечить измерение дальности, с ошибкой, не превышающей нескольких длин волн.

При использовании навигационных систем может быть обеспечена точность не хуже, чем при использовании радара. В принципе сигналы этих систем содержат как траекторную информацию, так и информацию об ионосферной составляющей ошибки измерения дальности. Однако вопросы извлечения указанной информации выходят за рамки данной статьи.

Если пренебречь погрешностями определения ошибки измерения дальности, то относительная ошибка определения электронной концентрации совпадает с усредненной по дальности (высоте) относительной ошибкой измерения зависимости $F(l)$. Действительно, как видно из (3), (7) – (9), при этом условии оказывается, что

$$\frac{\hat{N}_m - N_m}{N_m} = \frac{\int_0^R [F(l) - \hat{F}(l)] dl}{\int_0^R \hat{F}(l) dl}, \quad (12)$$

Усредненный квадрат выражения (12) определяет потенциальные возможности калибровки радара НР рассмотренным методом.

Как показывает сравнение экспериментальных данных [1], радары НР не уступают станциям ВЗ в точности измерения профиля распределения электронной концентрации и даже превосходят их, что дает возможность рассчитывать на достаточно высокую точность калибровки.

Возможности калибровки зависят также от вероятности попадания источника излучения в заданную область за заданный интервал времени. Поэтому следует отметить, что число источников вторичного излучения на околоземных орбитах велико. Так, например, практика эксплуатации показывает, что средняя частота наблюдения отражающих объектов, находящихся на орбитах ИСЗ, в главном луче Харьковского радара составляет около 25 объектов за один час. Это более, чем на порядок превышает требования к интервалу времени между проведением очередных калибровок радара [5].

Очевидно, что частота появления навигационных спутников в главном луче радара оказывается на много порядков ниже названной цифры. Однако при этом угловой сектор, из которого возможно получение информации, оказывается намного больше углового сектора, занимаемого главным лучом радара

Кроме того, требования к периодичности проведения калибровки могут быть значительно снижены, если применять современную встроенную аппаратуру контроля характеристик радара. Так, например, калибровка радара НР, который расположен в Миллстоун Хилл (США), проводится один раз в сутки [6].

Заключение

Радар НР может выполнять свои функции и без использования станции ВЗ. Для калибровки радара может быть использован рассмотренный выше метод. Если же станция ВЗ привлекается к измерениям, то информация, полученная указанным методом, может быть использована как дополнительная, для повышения точности калибровки.

Список литературы: 1. Брюнелли Б. Е., Намгаладзе А. А. Физика ионосферы. М.: Наука, 1988. 528 с. 2. Глобальная спутниковая радионавигационная система ГЛОНАСС / Под ред. Харисова В.Н., Перова А.И., Болдина В.А. М.: ИПРЖР, 1998. 400с. 3. Черный Ф.Б. Распространение радиоволн. М.: Сов. радио, 1972. 464 с. 4. Справочник по радиолокации: В 4 т. Т. 1. Пер. с англ. под ред. М. Скольника. М.: Сов. радио, 1976. 456 с. 5. Лысенко В. Н., Кононенко А.Ф., Черняк Ю. В. Корреляционная обработка сигнала некогерентного рассеяния // Вестник НТУ ХПИ. Радиофизика и ионосфера. 2004. С.49-62. 6. Armistead G. W., Evans J.V., Reid W. A. Measurements of D and E region electron densities by the incoherent scatter technique at Millstone Hill // Radio Science. 1972. Vol.7, №1. P. 153-162.

Институт Ионосферы НАН и МОН Украины

Поступила в редколлегию 04.08.2009

ОСОБЕННОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ АКУСТИЧЕСКИХ УРОВНЕМЕРОВ ЛОКАЦИОННОГО ТИПА ПРИ НЕСТАНДАРТНЫХ УСЛОВИЯХ ЭКСПЛУАТАЦИИ

Введение

В настоящее время актуальным остается контроль уровня сыпучих (цемент, мука, зерно и т.д.), жидких пенящихся и высокотемпературных (жидкие и сыпучие вещества при температуре поверхности более 50 °С) сред. Однако при контроле уровня перечисленных сред часто наблюдается неустойчивое функционирование уровнемеров локационного типа, проявляющееся в существенном снижении мощности отраженного контролируемой поверхностью сигнала [1].

Технические параметры уровнемеров (рабочий диапазон, погрешность измерения и др.), приводимые в паспортах приборов, соответствуют условиям стандартной атмосферы [2]. Для уровнемеров локационного типа это означает, что в канале распространения отсутствуют неоднородности температуры, давления и влажности, а коэффициент отражения контролируемой поверхности близок к единице и неизменен.

Реальные условия эксплуатации практически всегда отличаются от стандартных, поэтому очевидно, что основные причины снижения надежности работы уровнемеров обусловлены процессами, происходящими в реальных каналах распространения акустических (электромагнитных) волн.

Отклонение условий эксплуатации от стандартных можно условно разбить на две группы. Первая связана с изменяющимся в процессе эксплуатации коэффициентом отражения контролируемой поверхности. Она проявляется в случае возникновения пены или волнения при контроле уровня жидких сред, изменения наклона контролируемой поверхности при контроле уровня сыпучих сред или в виде существенного снижения коэффициента отражения при контроле уровня сред с малой плотностью. Влияние нестандартных условий этой группы проявляется в виде снижения мощности отраженного сигнала на входе приемного устройства уровнемера, что приводит к уменьшению отношения сигнал/шум на выходе приемного устройства и паспортного диапазона прибора.

Вторая группа связана с появлением в канале распространения неоднородностей коэффициента преломления воздуха, в первую очередь, наблюдающихся при контроле уровня сред, температура поверхности которых превышает температуру окружающей среды на 45–50 °С. В открытых резервуарах такие неоднородности могут приводить к существенным флуктуациям уровня мощности отраженного сигнала за счет переотражения и рассеяния излученного сигнала.

В работе рассматриваются особенности функционирования акустических уровнемеров локационного типа при нестандартных условиях эксплуатации. Для двух рабочих частот представлены результаты исследований снижения потенциала при контроле уровня пенящихся, сыпучих и высокотемпературных сред.

Методика проведения исследований

Экспериментальные исследования влияния нестандартных каналов распространения «уровнемер – акустический канал – поверхность отражения» были проведены в рамках методики, основанной на использовании аттенюатора на входе приемного устройства с динамическим диапазоном более 40 дБ [3]. Результаты исследований позволили оценить коэффициенты отражения некоторых сыпучих сред и возможный диапазон уменьшения потенциала при контроле уровня сыпучих и высокотемпературных сред.

Влияние перечисленных нестандартных условий для уровнемеров локационного типа наибольшим образом проявляется при практически максимальном заполнении резервуаров, то есть в области непосредственно примыкающей к верхнему неизмеряемому уровню (мерт-

вой зоне). Данное обстоятельство обусловлено тем, что эта область находится в ближней зоне антенной системы, в которой еще не сформирован сферический волновой фронт, поэтому антенна обладает меньшими, по сравнению с расчетными, усилением и шириной диаграммы направленности. У современных уровнемеров величина мертвой зоны обычно составляет от 25 до 80 см, а протяженность ближней зоны используемых рупорных антенн может превышать 1 – 1,5 м.

Границу ближней зоны можно оценить с помощью выражения [4]

$$R_{бз} \leq 2D^2 / \lambda, \quad (1)$$

где D – диаметр рупора, а λ – длина волны.

Из этого выражения следует, что при диаметре рупора 100 мм и рабочей длине волны 1,7 см граница ближней зоны составляет около 1,17 м, а при диаметре рупора 160 мм и рабочей длине волны 3,4 см граница ближней зоны составляет около 1,5 м. Так как величины мертвой зоны составляют соответственно 0,6 м для первого и 0,7 м для второго уровнемеров [3], то в диапазоне расстояний до контролируемой поверхности от 0,6 – 0,7 м до 1,17 – 1,5 м они будут функционировать в ближней зоне антенн. Поэтому исследования влияния пены, наклона контролируемой поверхности и неоднородностей коэффициента преломления воздуха целесообразно проводить при расстояниях до контролируемой поверхности в диапазоне от 0,8 до 1,2 м, когда наблюдается максимальное влияние перечисленных нестандартных условий эксплуатации и имеется достаточный запас потенциала, характеризуемый отношением сигнал/шум:

$$C / Ш = P_{np} / P_{мин},$$

где P_{np} – мощность отраженного сигнала на входе приемного устройства, а $P_{мин}$ – пороговая чувствительность приемного устройства.

Величина P_{np} определяется известным выражением [5]

$$P_{np} = A_{ак} P G^2 \lambda^2 \sigma / (4\pi)^3 R^4, \quad (2)$$

где $A_{ак}$ – коэффициент, учитывающий преобразование электрической мощности в акустическую и обратно, а также потери акустической волны за счет вязкости и теплопроводности среды распространения ($A_{ак} \approx 1$ для электромагнитной волны), P – излучаемая мощность, G – коэффициент усиления антенны, λ – длина волны, R – расстояние до контролируемой поверхности, σ – отражающая площадь контролируемой поверхности.

В общем случае $A_{ак}$ (для акустической волны) и σ являются функциями протяженности расстояния до контролируемой поверхности. При фиксированном расстоянии до контролируемой поверхности $A_{ак} \approx const$, поэтому влияние нестандартных условий на величину P_{np} можно оценить введением коэффициента β_i , учитывающего поглощение и рассеивание пенящейся и сыпучей поверхностями $\sigma_i = \sigma_{эт} \beta_i$, где $\sigma_{эт}$ – отражающая площадь эталонной поверхности, коэффициент отражения которой $\beta \approx 1$ при перпендикулярном падении волны. Для нестандартных поверхностей при перпендикулярном падении волны β_i характеризует коэффициент отражения, а при наклонном – он также учитывает преломление и рассеяние падающей волны.

Если при фиксированном расстоянии до контролируемой поверхности с помощью агенюатора, установленного на входе приемника, поддерживать неизменную амплитуду отраженного сигнала на выходе приемного устройства, то из (2) можно показать, что отношение $K_{эп} / K_i$ позволяет оценить дополнительное поглощение акустической волны нестандартной поверхностью K_i относительно эталонной поверхности $K_{эп}$

$$(K_{эп})дБ - (K_i)дБ = (\beta_i)дБ. \quad (3)$$

Здесь K_{zm} и K_i – соответственно коэффициенты ослабления attenuатора для эталонной и нестандартной поверхностей, выраженные в дБ.

В качестве эталонной была использована металлическая поверхность, для которой коэффициент отражения акустической волны близок к единице, а в качестве нестандартных – гладкий поролон, а также песок, цемент и древесные опилки, поверхность которых была выравнена.

При изменении наклона контролируемых сыпучих поверхностей в диапазоне углов от 0^0 до $15 - 17^0$, с помощью выражения (3) можно оценить дополнительные потери потенциала относительно эталонной поверхности, размещенной перпендикулярно падающей волне.

При исследовании влияния пены в выражении (3) под K_{zm} и K_i следует понимать величины коэффициентов ослабления attenuатора для жидкости без пены, а также с пеной и волнением соответственно.

При исследовании влияния неоднородностей коэффициента преломления воздуха, в канале распространения в качестве отражающей поверхности необходимо использовать эталонную поверхность, температура которой должна превышать температуру окружающей среды не менее чем на $45 - 50^0\text{C}$. В этом случае в выражении (3) под K_{zm} и K_i следует понимать величины коэффициентов ослабления attenuатора для отражающей поверхности при стандартных условиях и при высокой температуре соответственно.

Исследования были проведены для двух рабочих длин волн: 1,7 и 3,4 см, что позволило определить более предпочтительный рабочий диапазон для контроля уровня пенящихся, сыпучих и высокотемпературных сред.

2. Результаты исследований

В табл. 1 представлены результаты измерений дополнительных потерь потенциала, согласно (3), при наличии пены и волнения относительно чистой спокойной поверхности воды. Данные табл. 1 свидетельствуют о преимуществе использования уровнемеров более длинноволнового диапазона при высоте волнения и пены до 3 – 4 см. Дальнейшее увеличение высоты волнения и пены приводит к возрастанию дополнительных потерь, однако преимущество длинноволнового диапазона сохраняется.

Таблица 1

Длина волны	Вода спокойная	Пена (высота 3-4см)	Волнение (высота 3-4 см)
1,7 см	0 дБ	до 20 дБ	до 25 дБ
3,4 см	0 дБ	до 7 дБ	до 15 дБ

На рис. 1 и 2 представлены результаты исследования дополнительных потерь потенциала от угла наклона контролируемой поверхности α для нескольких типов сыпучих объектов относительно эталонной металлической поверхности, расположенной перпендикулярно к плоскости излучения акустической волны. Данные на рис. 1 получены для волны 1,7 см, а на рис. 2 – для волны 3,4 см. По осям абсцисс на этих рисунках отложены угол наклона поверхности α в градусах, а по осям ординат – потери потенциала β в дБ, рассчитанных согласно выражению (3).

Результаты измерений показывают, что при рабочей длине волны 1,7 см в диапазоне углов наклона от 0^0 до $14 - 17^0$ дополнительные потери потенциала могут составлять до 32 – 40) дБ (см. рис. 1), а для волны 3,4 см (см. рис. 2) – до 20 – 28 дБ. При этом минимальная крутизна возрастания дополнительных потерь наблюдается вблизи максимума диаграммы направленности и при углах наклона, соответствующих области боковых лепестков.

В табл. 2 приведены экспериментальные величины коэффициентов отражения для исследуемых поверхностей, рассчитанных по данным рис. 1 и 2.

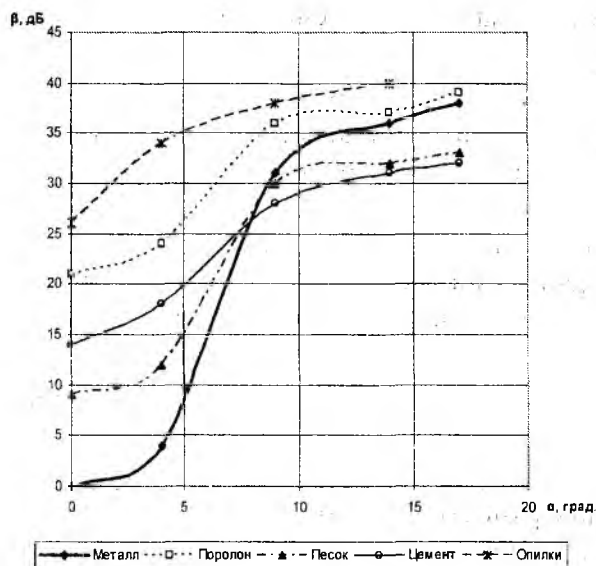


Рис. 1

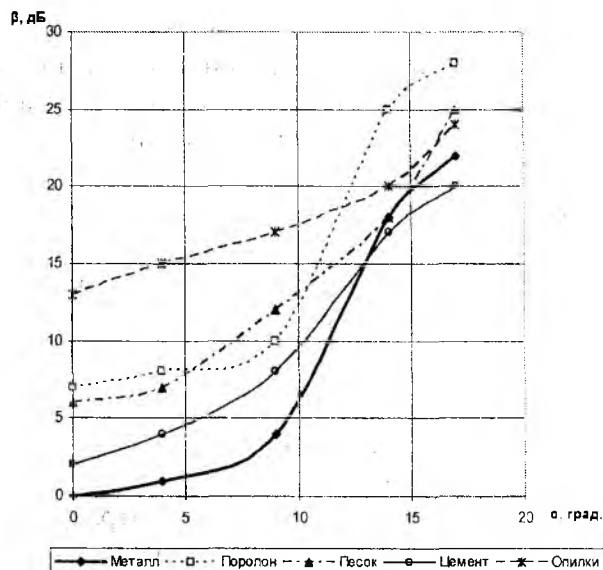


Рис. 2

Таблица 2

Коэффициент отражения	Металлическая поверхность	Поролон	Цемент	Песок влажный	Опилки древесные
Длина волны 1,7 см	1,0	0,09	0,2	0,35	0,05
Длина волны 3,4 см	1,0	0,45	0,8	0,5	0,22

Они подтверждают, что для сыпучих поверхностей (цемент, опилки древесные), коэффициент отражения обратно пропорционален отношению длин волн в квадрате. Для влажного песка отношение коэффициентов отражения меньше расчетного, приближаясь к единице по мере увеличения его влажности. Данные на рис. 1, 2 и табл. 2 показывают, что гладкий поролон может быть использован в качестве имитатора сыпучих поверхностей с целью предварительного анализа целесообразности применения конкретных приборов для контроля уровня сыпучих объектов.

Если расстояние до контролируемой поверхности соизмеримо или немного превышает дальность ближней зоны антенны, то диапазон снижения потенциала уменьшается. Так, при увеличении расстояния до контролируемой поверхности с 0,8 до 1,8 м для волны 1,7 см он уменьшается с 32 – 40 дБ до 26 – 30 дБ, а для волны 3,4 см – с 20 – 28 дБ до 14 – 24 дБ. В дальней зоне антенны влияние угла наклона контролируемой поверхности продолжает уменьшаться по мере увеличения протяженности канала распространения.

Результаты исследований показывают, что для измерения уровня пенящихся и взволнованных жидкостей, а также сыпучих сред, кроме стандартного запаса потенциала на преодоление дистанционного затухания, согласно (2), уровнемер должен обладать дополнительным запасом потенциала не менее 25 – 35 дБ на преодоление поглощения и рассеяния акустической волны самой контролируемой поверхностью. Чтобы уменьшить влияние снижения коэффициента отражения пенящихся и сыпучих поверхностей желательно увеличивать рабочую длину волны уровнемера. Для снижения влияния наклона контролируемых поверхностей целесообразно применять сканирование диаграммы направленности антенны.

3. Влияние температуры контролируемой поверхности

Влияние температуры поверхности контролируемой среды начинает проявляться, начиная с $+(45-50)^{\circ}$, как в закрытых, так и в открытых резервуарах.

Если приемопередатчик уровнемера установлен внутри теплоизолированного от внешней среды резервуара, например в термокамере, то при температуре $+50^{\circ}\text{C}$ наблюдается не-

значительное до 2 – 3 дБ уменьшение мощности отраженного сигнала. Очевидно, что при данных условиях эксплуатации диапазон работы прибора и погрешность измерения будут практически соответствовать его паспортным значениям.

Если температура поверхности контролируемой среды внутри закрытого резервуара измерима или превышает 90 – 100⁰С, то приемо-передатчик устанавливают снаружи на его верхней стенке. Через некоторое время после включения источника нагрева внутри резервуара устанавливается некоторое термодинамическое равновесие, которому соответствует вертикальное распределение температуры в канале распространения «контролируемая поверхность – верхняя стенка резервуара». В этом случае существенные неоднородности коэффициента преломления воздуха в канале распространения также отсутствуют, поэтому наблюдаются незначительные флуктуации и уменьшение амплитуды отраженного сигнала на 5 – 7 дБ. Пример временной зависимости амплитуды сигнала, отраженного от нагретой до 120⁰ поверхности, приведен на верхней кривой 1 рис. 3. По оси абсцисс отложено время с момента включения источника нагрева в минутах, а по оси ординат – напряжение отраженного сигнала относительно его значения для холодной контролируемой поверхности (в дБВ).

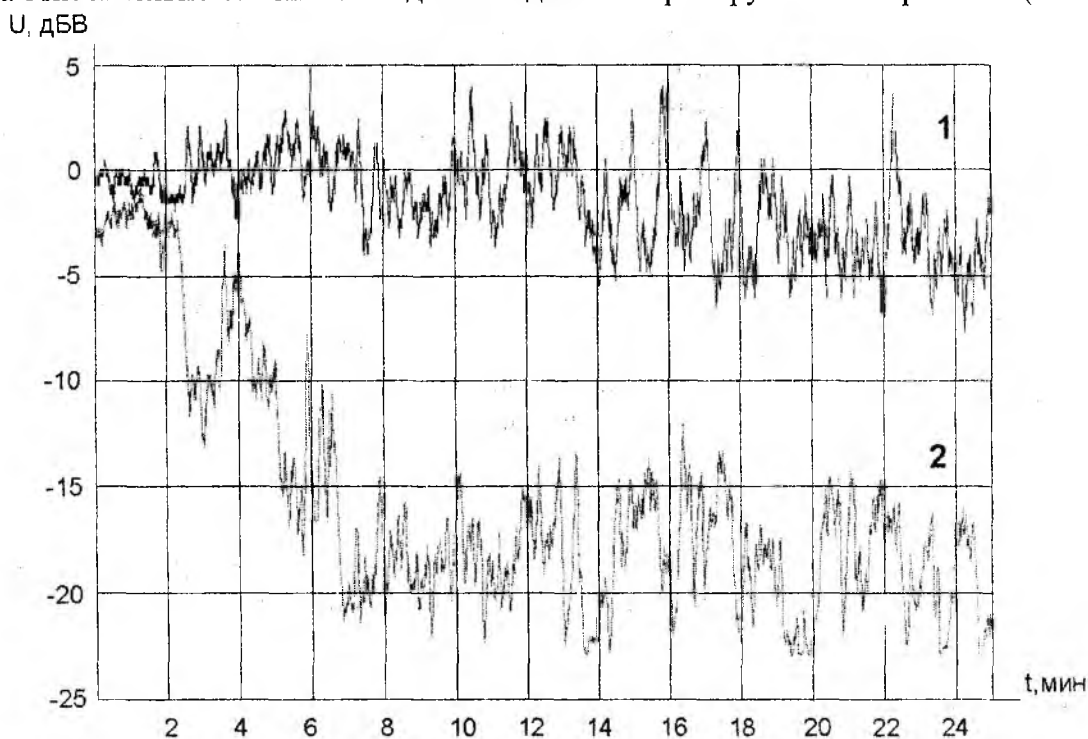


Рис. 4

Нижняя кривая 2 на рис. 3 соответствует временной зависимости амплитуды отраженного сигнала в открытом резервуаре также с момента включения источника подогрева контролируемой поверхности. Она демонстрирует существенное уменьшение амплитуды отраженного сигнала в процессе нагрева контролируемой поверхности, а после нагрева ($t \geq 4$ мин на рис. 3) – наличие глубоких флуктуаций. Это объясняется созданием над нагретой поверхностью неустойчивого слоя воздуха с повышенной температурой, который, имея меньшую плотность, начинает подниматься вверх. Холодный окружающий воздух сжимает области нагретого воздуха, формируя из них в общем виде эллипсоиды, продолжающие движение вверх. Из-за разности температур коэффициент преломления воздуха внутри эллипсоидов отличается от окружающего, поэтому падающая волна испытывает преломление и рассеяние на верхней границе эллипсоидов, а отраженная – на нижней. В результате этого часть мощности, отраженной контролируемой поверхностью, не попадает в диаграмму направленности антенны, что приводит к уменьшению амплитуды отраженного сигнала. В открытом резервуаре процесс формирования и подъема вверх таких эллипсоидов происходит с некоторой

периодичностью, определяемой, в основном, температурой контролируемой поверхности и движением воздуха в канале распространения.

Продвижение таких эллипсоидов от контролируемой поверхности к антенне можно наблюдать с помощью дополнительного приемника, установленного внутри канала распространения, при ориентации его антенны перпендикулярно направлению излучения антенны уровнемера. Отрицательное влияние таких эллипсоидов можно практически исключить с помощью потока воздуха, разрушающего или выводящего их из диаграммы направленности антенны уровнемера непосредственно над контролируемой поверхностью.

Пример временных зависимостей амплитуды отраженного сигнала на рис. 3 соответствует длине волны 3,4 см. Аналогичная ситуация сохраняется и для волны 1,7 см, однако ослабление отраженного сигнала на 5 – 7 дБ больше по сравнению с ослаблением для волны 3,4 см.

Уменьшение и флуктуации амплитуды отраженного сигнала могут наблюдаться в закрытых резервуарах при контроле уровня сред, нагреваемых изнутри. Например, при контроле уровне битума с его поверхности могут периодически вырываться газовые образования углеводородов, температура которых превышает температуру поверхности. Они формируют в канале распространения эллипсоиды с существенно повышенной температурой, приводящие не только к уменьшению отраженного сигнала, но и к появлению сигналов, отраженных от внутренних конструкций резервуаров. Если появление такого переотраженного сигнала совпадает во времени с уменьшением основного отраженного сигнала ниже установленного порога, то возможно принятие переотраженного сигнала в качестве основного. В этом случае наблюдается сбой работы уровнемера (перескок показаний на индикаторе уровнемера).

Выводы

Результаты исследований свидетельствуют, что уменьшение рабочего диапазона и неустойчивое функционирование акустических уровнемеров локационного типа при контроле уровня пенящихся, сыпучих и высокотемпературных сред обусловлено дополнительным ослаблением отраженного сигнала до 20 – 40 дБ, возникающим в канале распространения «уровнемер – акустический канал – поверхность отражения».

Для измерения уровня пенящихся и сыпучих сред преимущественно обладают уровнемеры с более низкой рабочей частотой.

Предварительные данные о процессах, наблюдающихся при контроле уровня высокотемпературных сред, свидетельствуют о необходимости проведения дальнейших исследований высокотемпературных каналов распространения.

Список литературы: 1. Жданкин В. Ультразвуковые датчики для систем управления // СТА. 2003. №1. с.68-79. 2. ГОСТ 4401-81. Атмосфера стандартная. Параметры. 3. Жуков Б.В., Солярский Н.Ф. и др. Акустический уровнемер Зонд-3М // Датчики и системы. 2006. №2. с.35-40. 4. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высшая школа, 1988. 432с. 5. Справочник по радиолокации: В 4 т. Т.1. Основы радиолокации / Пер. с англ.; Под ред. М. Сколника. М.: Сов. радио, 1976. 456с.

Институт радиофизики и электроники НАН Украины

Поступила в редколлегию 04.08.2009

РАДИОАКУСТИЧЕСКОЕ ЗОНДИРОВАНИЕ ПРИ ВОЗМУЩЕННОМ СОСТОЯНИИ ПОГРАНИЧНОГО СЛОЯ АТМОСФЕРЫ

Введение

Движущим фактором всех изменений в термодинамическом состоянии (ТДС) атмосферного пограничного слоя (АПС) являются процессы энергообмена между подстилающей поверхностью и атмосферой. Информация о процессах энергообмена составляет экспериментальную основу научных исследований, проводимых в области разработки и совершенствования методов прогнозирования погодных условий в широком диапазоне пространственно-временных масштабов атмосферных движений.

Практическое значение достоверности прогнозирования погодных условий трудно переоценить. Например, хорошо известно, что катаклизмы приводят к многочисленным людским жертвам и к огромным материальным потерям [1]. Заблаговременность и достоверность информации о тенденции изменения климата планеты не только позволит избежать многих людских жертв, но и возможно позволит обеспечить условия для дальнейшего выживания современной цивилизации на нашей планете.

Исходной информацией о процессах притока и преобразования тепла являются вертикальные зависимости (профили) температуры (ПрТ) АПС. Современными нестандартными средствами измерения ПрТ являются системы радиоакустического зондирования (РАЗ). Эти системы позволяют произвести измерение температуры в слое атмосферы высотой $h \cong 300$ м за время $t_{изм} \cong 1$ с при разрешающей способности по высоте $\Delta h \geq 3$ м.

Такие качественные показатели являются уникальными в своем роде, и поэтому уже на протяжении нескольких десятков лет поддерживают стремление ученых всего мира к усовершенствованию систем РАЗ с целью создания на их основе сети станций стандартного метеорологического мониторинга пограничного слоя атмосферы.

Основным недостатком систем РАЗ является явно выраженная зависимость надежности функции измерения температуры от типа ТДС. Однако формализованное описание этого недостатка в литературных источниках все еще отсутствует. В связи с этим далее рассматриваются основные положения и приводятся несложные математические выкладки, которые дают основание к постановке задачи усовершенствования современных систем РАЗ.

Постановка задачи усовершенствования системы РАЗ

Метод радиоакустического зондирования атмосферы основан на явлении частичного отражения радиоволны от возмущения ϵ' диэлектрической проницаемости ϵ воздуха, созданного распространяющейся акустической волной. На дальности $h \cong 300$ м от излучателя может быть реально создано акустическое давление с амплитудой $A_{sp} \leq 6$ Па. Возникающий при этом радио-эхо-сигнал (РдЭС) имеет относительно малую мощность $P_{ro} \leq 1 \cdot 10^{-17}$ Вт, которая рассеивается в обратном направлении одним периодом волны ϵ' , что является основным из исходных условий функционирования системы РАЗ.

Использование акустических волновых пакетов с числом периодов $N \gg 1$ теоретически позволяет увеличить потенциал системы за счет суммирования парциальных мощностей эхо-сигналов, рассеянных на каждом из N периодов волны ϵ' . Относительное изменение мощности P_r принятого сигнала на фиксированной дальности $h = const$ в этом случае дается известным выражением [2, 3]

$$P_r \sim I_0 \cdot N^2 \exp \left\{ -4\pi^2 N^2 \Lambda^2 \lambda_c^{-2} \right\}, \quad (1)$$

где I_0 – мощность парциального эхо-сигнала для данной системы РАЗ; λ_e, λ_s – длины электромагнитной и акустической волн соответственно; $\Lambda = \lambda_e - 2\lambda_s \cos(\varphi)$ – ошибка волнового согласования (ВС) (условия Брэгга). φ – угол падения электромагнитной волны на акустическую волну.

В дальнейшем изложении примем допущение $\cos(\varphi) = 1$, которое формализует достаточно близкое к реальности предположение о том, что диаграммы направленности акустической и радио антенн совпадают. Тогда получим

$$\Lambda = \lambda_e - 2\lambda_s = \lambda_e - 2C_s/f_s, \quad (2)$$

где C_s – скорость распространения звуковой волны, f_s – частота акустических колебаний в волновом пакете.

Так как скорость звука [4] есть функция температуры T_θ воздуха $C_s \cong 20,06\sqrt{T_\theta}$ и, так как в естественных условиях температура есть функция координат (x, y, h) и времени t , то, полагая, что $T_\theta = const$ на интервале времени $[t_i, (t_i + T_n)]$, где T_n – период повторения зондирующих импульсов, при зондировании атмосферы следует записать

$$\Lambda(h) = \lambda_e - 2 \cdot (1/f_s) \cdot 20,06\sqrt{T_\theta(h)}. \quad (3)$$

Из (3) следует, что если на интервале времени $[t_i, (t_i + T_n)]$ выполняется условие $\lambda_e = const$, то ошибка волнового согласования есть функция искомого профиля температуры, то есть $\Lambda(h) = F[T_\theta(h)]$ и, следовательно, в общем случае мощность эхо-сигнала есть также функция искомого профиля температуры, то есть $P_r = F[T_\theta(h)]$ или

$$P_r \sim I_0 \cdot N^2 \exp \left\{ -4\pi^2 N^2 \left[\lambda_e - 2 \cdot (1/f_s) \cdot 20,06\sqrt{T_\theta(h)} \right]^2 \lambda_e^{-2} \right\}. \quad (4)$$

Это исходное положение накладывает существенное ограничение на метод РАЗ, так как «мгновенные» градиенты температуры вдоль трассы зондирования могут быть значительными, что, исходя из (4), может привести к спонтанным замираниям эхо-сигнала. Следовательно, имеет место задача определения методической ширины поля $\pm \Delta T_{\text{вдоп}}$ допустимых отклонений $\Delta T_\theta(h)$ измеряемой величины – температуры вдоль профиля $T_\theta(h)$, относительно некоторого значения $T_{\theta 0}$, при котором мощность РдЭС максимальна.

Поле температуры $F[T_\theta(x, y, h, t)]$ есть случайная функция координат и времени t . Отсюда следует третье исходное положение метода РАЗ – каждый профиль $\tilde{P}_r = F(h, t_i)$ мощности РдЭС есть реализация случайной функции.

Так как для реальных систем РАЗ выдвигается требование $N \gg 1$ и, так как согласно (4) $P_r = F(N, \Lambda)$, то справедлива также постановка задачи исследования зависимости $\left| \Delta T_{\text{вдоп}} \right| = F(N)$.

Из выражения (4) следует, что

$$P_r = P_{r \max} \quad \text{при } \lambda_e - 2 \cdot (1/f_s) \cdot 20,06 \sqrt{T_g(h)} = 0. \quad (5)$$

Если $\lambda_e = \text{const}$, то равенство (5) априори может быть выполнено только при $T_g(h) = T_{g0}$. В реальных системах величина T_{g0} измеряется в точке $h_0 \cong 5 \text{ м}$. Подставляя это значение в (5) и задаваясь значением f_s , можно рассчитать значение λ_{e0} и далее принимать

$$\lambda_e = \lambda_{e0} \quad \text{при } t = (t_i, \dots, t_i + T_n).$$

При таком подходе при измерении i -го профиля ошибка ВС есть функция отклонения температуры $\Delta T_g(h)$:

$$\Lambda(h) = 2 \cdot (1/f_s) \cdot 20,06 \cdot \left[\sqrt{T_{g0}(h_0)} - \sqrt{T_{g0}(h_0) + |\Delta T_g(h)|} \right]. \quad (6)$$

Тогда критерий целесообразности использования рассмотренного подхода может быть представлен в виде неравенства

$$3\sigma_T [T_g(h,t)] \leq |\Delta T_{g \max}|, \quad (7)$$

где $\sigma_T [T_g(h,t)]$ – СКО выборки $T_g(h,t)$ «мгновенных» профилей температуры.

Исходя из (5) для обеспечения условия $\Lambda(h) \rightarrow \min$ длину радиоволны следует представить в виде функции $\lambda_e = F(h,t)$. Предельный случай $\Lambda(h) = 0$ означает выполнение равенства $\lambda_e(h,t) = 2 \cdot (1/f_s) \cdot 20,06 \sqrt{T_g(h,t)}$, при $h = (h_0, \dots, h_{\max})$ и может иметь место только при условии, что $T_g(h,t)$ есть априорно известная функция. Отсюда следуют три вывода: процедура поддержки равенства $\Lambda(h,t) = 0$ тождественна процедуре измерения профиля температуры $T_g(h,t)$; для метода РАЗ справедливо априорное соотношение $\Lambda(h,t) \neq 0$; в реальных системах РАЗ усовершенствование алгоритма функционирования есть реализация приближения $\Lambda(h,t) \rightarrow \min$.

Приближение $\Lambda(h,t) \rightarrow \min$ может быть реализовано с помощью системы временной (на интервале T_n) автоподстройки частоты (АПЧ) [5] радиопередатчика системы РАЗ по критерию поддержки условия $f_d = f_s$, где f_d доплеровский сдвиг частоты радио-эхо-сигнала. При этом следует иметь в виду, что система АПЧ формирует сигнал рассогласования за время $t_a \cong \tau_s$ порядка длительности акустического зондирующего импульса τ_s , что эквивалентно масштабу пути $l \cong \Delta h$, где Δh – разрешающая способность системы РАЗ по дальности (высоте). Следовательно, система АПЧ в состоянии поддерживать $\Lambda(h,t) \rightarrow \min$ только относительно тех пульсаций температуры, пространственный масштаб l_T которых отвечает условию $l_T > \Delta h$ и не компенсирует воздействие турбулентности масштаба $\Delta h > l_T \geq \lambda_e$. Отсюда следует задача исследования влияния микромасштабной турбулентности на мощность эхо-сигнала.

В литературных источниках рассмотренные задачи в полной мере не формализованы и, как следствие, отсутствуют выводы относительно эффективности функционирования систем РАЗ при различных типах ТДС. В этом отношении можно лишь сослаться на некоторые

работы [2, 5], в которых указывается, что при возмущенных ТДС при приеме эхо-сигналов наблюдаются сбои и, следовательно, промахи в измерениях температуры.

Цель настоящей работы – теоретический анализ влияния возмущенных ТДС на функциональную надежность систем РАЗ и обоснование подходов к усовершенствованию алгоритма их функционирования в этих условиях.

Граничные значения параметров технических характеристик

Определим методическую ширину поля $\left| \Delta T_{\text{доп}} \right|$ допустимых отклонений измеряемой величины – температуры воздуха вдоль трассы зондирования при $\lambda_e = \text{const}$. Для этого проведем численный анализ выражения (4) относительно двух аргументов $P_r = F(N, \Delta T)$, где $\Delta T = \left| T_e - T_{\text{во}} \right|$, $N = N_0 + j$, $N_0 = 100$, $j = (1, \dots, 100)$, $\Delta T = \delta T_i \cdot i$, $\delta T_i = 0.1 \text{ K}$, $i = (1, \dots, 10)$, при $T_{\text{во}} = (273 + 21)^\circ \text{K}$, $f_s = 8 \text{ кГц}$, излучаемой мощности радиосигнала $P_t = 16 \text{ Вт}$, дальности до рассеивающего объема (высоты) $h_{\text{max}} = 300 \text{ м}$. Результат расчетов в виде графика для значений мощности принятого сигнала $P_r \geq 3,2 \cdot 10^{-13} \text{ Вт}$ (15 Дб по отношению к чувствительности приемного устройства $P_{\text{min}} = 10^{-14} \text{ Вт}$), приведен на рис. 1.

Из полученной зависимости следует, что увеличение мощности РдЭС за счет увеличения N наблюдается только до значений $|\Delta T| \leq 0,6^\circ \text{C}$. При $|\Delta T| > 0,6^\circ \text{C}$ наблюдается обратное явление – снижение P_r при увеличении N . Однако общим свойством зависимости является снижение мощности P_r при увеличении ΔT для любого N .

Видно, что наибольшая скорость роста $P_r(N)$ от суммирования парциальных мощностей имеет место при $\Delta T = 0$.

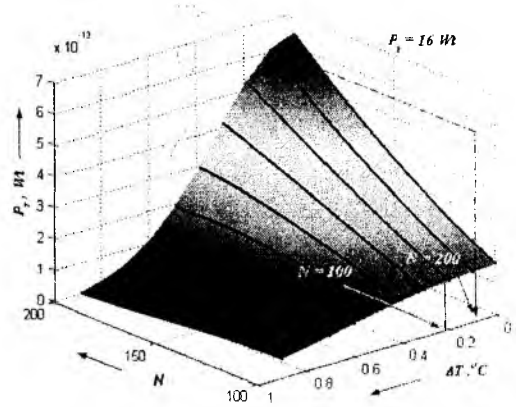


Рис 1. Зависимость мощности РдЭС от ΔT и N

Для определения $\Delta T_{\text{доп}}$ введем критерий $\left[\left(\frac{P_{r\text{max}} - P_{\text{min}}}{P_{r\text{max}}} \right) \right] \leq 5\%$, где P_{min} – минимально допустимый уровень мощности РдЭС. Тогда получим диапазон изменения приращений ΔT , в пределах которого можно считать изменения суммарной мощности эхосигнала пренебрежимо малыми, $\Delta T_{\text{доп}} \cong (0,1 \div 0,22)^\circ \text{C}$ при $N = (100 \div 200)$:

$$\left\{ \text{При} \left[\left(\frac{P_{r\text{max}} - P_{\text{доп}}}{P_{r\text{max}}} \right) \right] \leq 10\%, \Delta T_{\text{доп}} \cong (0,15 \div 0,31)^\circ \text{C} \right\}.$$

Это означает, что величина диапазона, в котором могут находиться априорно неизвестные значения измеряемой величины, соизмерима с допустимой погрешностью измерений этой же величины – температуры воздуха [2] $\delta T \cong (0,4 \div 0,5)^\circ \text{C} > \Delta T_{\text{доп}}$. Следовательно, в отсутствие

турбулентных пульсаций градиент реального профиля температуры, подлежащего измерению, не должен превышать значения $|\gamma_{\text{доп}}| \leq |\Delta T_{\text{доп}}/h_{\text{max}}|$. При $h_{\text{max}} = 300 \text{ м}$, получим $\gamma_{\text{доп}} \leq (0,05 \div 0,17)^\circ \text{C}/100 \text{ м}$. Обратим внимание на то, что градиент профиля нейтрально стратифицированной атмосферы составляет $\gamma_a \cong 0,98^\circ/100 \text{ м} \gg \gamma_{\text{доп}}$.

Проведенный анализ позволяет сделать следующие выводы. В натуральных условиях зависимость $P_r = P_{r \text{ max}} \sim N^2$ выполняется только в ограниченной области значений N . Исходя из того, что для систем РАЗ справедливо соотношение $\Lambda(h, t) \neq 0$, можно принять, что значение $N = 120$ оптимально для возмущенных состояний АПС. Полученные неравенства $|\Delta T_{\text{доп}}| < \delta T$ и $\gamma_a \gg \gamma_{\text{доп}}$ показывают, что для устойчивой работы системы даже при нейтральных состояниях АПС необходимо обеспечить условие $\Lambda(h, t) \rightarrow \min$.

Минимизация ошибки волнового согласования

При возмущенных состояниях АПС справедливо неравенство $T'_{Tm} \gg \Delta T_{\text{доп}}$, где T'_{Tm} — амплитуда турбулентных микромасштабных пульсаций температуры для которых выполняется условие $l_T \cong \lambda_s \ll \Delta h$. Следовательно, устойчивость системы АПС, как средства, реализующего приближение $\Lambda(h, t) \rightarrow \min$, будет обеспечена только в том случае, если суммарное воздействие микромасштабной турбулентности на каждую из длин волн акустического пакета будет приводить к пренебрежимо малому ослаблению мощности эхо-сигнала. Такая гипотеза может быть выдвинута на основании того, что пространственная плотность распределения турбулентных пульсаций температуры близка к нормальной.

С целью проверки выдвинутой гипотезы проведем модельный анализ функции $P_{r\Sigma} = F(\Delta T, T'_g)$, где $P_{r\Sigma}$ — суммарная мощность парциальных эхо-сигналов, T'_g — «мгновенные» значения микромасштабных пульсаций температуры в фиксированный момент времени.

Модель мощности РдЭС представим в виде суммы парциальных волн

$$P_{r\Sigma} = \left[\sum_{i=1}^N E_i \cdot \sin \left(2\pi f_e t + \varphi_0 + \varphi'_i \right) \right]^2, \text{ где } \varphi_0 = 2\pi \frac{2h_0}{\lambda_e} - \text{начальная фаза радио-эхо-сигнала,}$$

h_0 — высота «мертвой зоны», φ'_i — фаза i -го РдЭС, содержащая случайную компоненту и отклонение ΔT , E_i — амплитуда напряженности поля парциальной волны, отраженной от i -го периода волнового пакета.

Вводя коэффициент эффективности суммирования парциальных волн по мощности $k_{ef} = \frac{P_{r\Sigma}}{P_{r0}} \leq 1$, где P_{r0} — мощность РдЭС при $\Lambda = 0$, и полагая $E_i = \text{const}$ получим следующее выражение

$$k_{ef} = \frac{1}{N^2} \left\{ \sum_{i=1}^N \sin \left[\frac{2\pi}{\lambda_e} \left(C_e t + 2h_0 + \sum_{p=1}^i 2 \frac{1}{f_s} 20,06 \sqrt{T_{60} + \Delta T + T_{6p}'} \right) \right] \right\}^2, \quad (9)$$

где t – аргумент времени; ΔT – отклонение (ошибка) среднего значения температуры в импульсном объеме от T_{60} , при котором выполняется условие $\Lambda(h, t) = 0$; $(T_{60} + \Delta T)$ – истинное среднее значение температуры по импульсному объему; T_{6p}' – турбулентное отклонение температуры от $T_{60} + \Delta T$ на i -м периоде акустического волнового пакета; $i = (1, 2, \dots, N)$, $p = (1, 2, \dots, i)$.

Полученное выражение проанализируем численно при следующих исходных данных: СКО температуры воздуха $\sigma_{T_6'} = 1^\circ\text{C}$, $N = 120$. Последовательность значений T_6' моделируются программно. Результаты расчетов в виде графиков функций $\bar{k}_{ef}(\Delta T)$ и $\sigma_{k_{ef}}(\Delta T)$ приведены на рис. 2.

Анализ полученного результата приводит к двум выводам. Влиянием ММТ на амплитуду РдЭС можно пренебречь только в окрестностях точки $\Delta T = 0$, а именно в пределах $\Delta T_{дон} = \pm 0,25^\circ\text{C}$. Рост ΔT при $\sigma_{T_6'} = \text{const}$ сопровождается ростом $\tilde{\sigma}[k_{ef}]$.

Так как при расчете λ_{eo} используется среднее по времени значение температуры \bar{T}_{60} воздуха в одной доступной для измерения точке высоты, например $h_0 = 5\text{ м}$ и так как ВС поддерживается «мгновенным» средним значением температуры по импульсному объему $\bar{T}_{V_i} = T_{60} + \Delta T + \bar{T}_{6p}'$,

то практически всегда имеет место некоторая минимальная ошибка $\delta_T = \Delta T_{min}$ и, следовательно, нельзя пренебрегать влиянием микромасштабной турбулентности. Согласно данным прямых контактных измерений пульсаций температуры в приземном слое [6,7] при возмущенных состояниях можно принять $\sigma_{T_6'} \geq 1^\circ\text{C}$. Следовательно, при возмущенных состояниях амплитуда пульсаций температуры в импульсном объеме отвечает неравенству $T_6' > |\Delta T_{дон}|$, что и приводит к срыву АПЧ.

Применение функции управления частотой

Проведенный анализ приводит к выводу о том, что методу РАЗ свойственно методическое противоречие, состоящее в том, что для обеспечения условия $\Lambda(h, t) \rightarrow 0$ необходимо, чтобы искомым профилем $T_6(h, t_i)$ температуры был априори известен. Разрешить такое про-

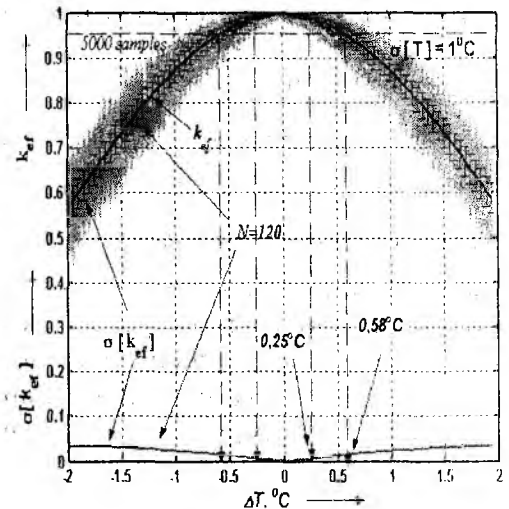


Рис. 2. Зависимости $k_{ef}(\Delta T)$

и $\tilde{\sigma}[k_{ef}] = f(\Delta T)$ импульсном объеме

тиворечие можно, выдвинув априорную гипотезу $H[T_u(h)]$ относительно истинного профиля температуры $T_{ви}(h)$, который в данный момент времени принимает вид априорной оценки $\tilde{T}_{аи}(h)$. Подставляя $\tilde{T}_{аи}(h)$ в (5), получим

$$\lambda_e(h) = 2 \frac{20,06 \sqrt{\tilde{T}_{аи}(h)}}{f_s} \text{ или, } f_e(h) = \frac{C_e f_s}{2 \cdot 20,06 \sqrt{\tilde{T}_{аи}(h)}}$$

Представим функцию $f_e(h)$ в виде $f_e(h) = f_n \cdot \psi(h)$, где $\psi(h)$ – безразмерная непрерывная функция управления частотой радиопередатчика системы РАЗ, определенная на интервале высоты $h = h_{min} \div h_{max}$; f_n – масштабирующий множитель, имеет размерность частоты. Тогда получим

$$\psi(h) = \frac{C_e f_s}{f_n \cdot 2 \cdot 20,06 \sqrt{\tilde{T}_{аи}(h)}} \quad (10)$$

Функция $\psi(h)$ определена на интервале времени равном периоду повторения T_n зондирующих импульсов и используется для управления частотой радиопередатчика системы РАЗ в процессе зондирования.

В работе [8] показана возможность реализации процедуры управления с достаточной точностью частотой радиопередатчика системы РАЗ. Согласно этой методике управление частотой передатчика осуществляется дискретно с шагом по высоте Δh , при этом используется стандартный программируемый синтезатор частот [9].

При рассмотренном подходе выходной профиль температуры существует как априорная оценка, которая уточняется по данным РАЗ в процессе зондирования АПС. Однако такой подход может быть реализован только в том случае, если существует методика восстановления оценки $\tilde{T}_{аи}(h)$ истинного профиля температуры.

О возможности модельного восстановления профиля температуры

Возможность модельного восстановления ПрТ следует из анализа данных многолетних экспериментальных наблюдений за изменениями температуры в АПС, опубликованных, например, в [10-12].

Так как прогнозируемый ПрТ должен обладать свойством репрезентативности при данном типе ТДС, методы прогнозирования рассмотрим относительно основного перечня типов ТДС, образующих полную группу несовместных событий.

Неустойчивые ТДС характеризуются возникновением “взрывов плавучести” [13] в виде термических струй со сверхадиабатическим градиентом γ_k падения температуры с высотой ($\gamma_k > 0,98^\circ C/100m$). В паузах между термическими струями градиент ПрТ близок к адиабатическому. Можно предположить, что благодаря явлению вовлечения этот профиль слабоустойчив $\gamma_\phi \cong (0,8 \div 0,85)^\circ C/100m$. Откуда, модель ПрТ при конвективном режиме имеет вид

$$\begin{cases} T_{к\phi}(h) = T_{в\min} - \gamma_\phi \cdot h, & w > 0 \\ T_{кк}(h) = T_{в\max} - \gamma_k \cdot h, & h_k \geq h \geq h_o, w \cong 0 \end{cases} \quad (11)$$

где γ_k – градиент температуры в зоне конвективного элемента; $T_{в\min}$ и $T_{в\max}$ – соответственно минимальное и максимальное значения температуры по измерениям в приземном слое

за интервал времени не менее $t_{изм} \geq 10 \text{ мин}$; h_k – высота возмущенного слоя; w – вертикальная компонента скорости ветра.

Пересечение двух линейных зависимостей (11) происходит в точке, соответствующей вершине возмущенного слоя $h = h_k$. Следовательно $T_{в min} - \gamma_a \cdot h_k = T_{в max} - \gamma_k \cdot h_k$. Откуда следуют выражения

$$\gamma_k = \frac{T_{в max} - T_{в min} + \gamma_a \cdot h_k}{h_k}, \quad (12)$$

$$h_k = \frac{T_{в max} - T_{в min}}{\gamma_k - \gamma_a}. \quad (13)$$

Значение h_k может быть получено из данных акустического зондирования атмосферы. Тогда γ_k рассчитывается по формуле (12). Величина γ_k может быть также получена из статистических данных об усредненных градиентах температуры при конвективном режиме, однако первый вариант очевидно предпочтительнее.

При устойчивых ТДС в возмущенном слое температурной инверсии наблюдается отрицательный градиент температуры в диапазоне значений $\gamma_u \cong -(0 \div 3) \text{ } ^\circ\text{C}/100\text{ м}$, выше возмущенного слоя градиент температуры близок к адиабатическому. Следовательно, модель ПрТ может быть представлена в виде кусочно-линейной функции

$$\begin{cases} T_{\epsilon}(h) = T_{во} - \gamma_u h, & h_u \geq h \geq h_o \\ T_{\epsilon}(h) = T_{\epsilon}(h_u) - \gamma_a h, & h > h_u \end{cases}, \quad (14)$$

где γ_u – градиент температуры в слое инверсии температуры; h_u – высота возмущенного (инверсионного) слоя АПС.

При расчете реализаций ПрТ допустимо принять $\gamma_u = -1,5 \text{ } ^\circ\text{C}/100\text{ м}$. Радио-эхосигнал при этом будет принят, так как рабочий допуск системы при $k_{эф} \geq 0,5$ составляет величину $\Delta T_{min} \cong \pm 1,5 \text{ } ^\circ\text{C}$ (рис. 2). Высота h_u может быть получена также из данных акустического зондирования [6,7,14].

Нейтральному ТДС отвечает адиабатическая модель профиля температуры

$$T_n(h) = T_o + \gamma_a h. \quad (15)$$

Так как при нейтральном состоянии АПС амплитуда турбулентных пульсаций температуры отвечает неравенству $T' \cong 0,1 \text{ } ^\circ\text{C} < \Delta T_{доп} = \pm 0,2 \text{ } ^\circ\text{C}$, то при этом ТДС градиент тренда температуры может быть скомпенсирован системой АПЧ.

Следует отметить, что в настоящее время модели профилей температуры при устойчивых ТДС отсутствуют. Поэтому проведение экспериментальных наблюдений системой РАЗ, в процессе которых выявляются статистические связи между градиентом γ_u и высотой инверсии h_u , имеет большое практическое значение для исследования параметров состояния АПС.

Из приведенных выражений следует, что для восстановления профилей температуры требуются такие параметры состояния АПС как тип ТДС, формализованный в виде номера

класса и высота возмущенного слоя h_k и h_u . Как показано в работах [6, 7, 14], эти параметры могут быть получены с помощью метода акустического зондирования атмосферы.

Заключение

Основной результат работы состоит в обосновании целесообразности использования в алгоритме РАЗ процедуры временного управления частотой излучаемого радиосигнала в соответствии с априорно синтезируемой функцией.

Как обоснование этого подхода был определен методический допуск на отклонение измеряемой величины – профиля температуры от ее приземного значения. Показано, что малая величина полученного поля допустимых отклонений требует минимизации ошибки волнового согласования непрерывно вдоль всей трассы зондирования даже при адиабатическом изменении температуры с высотой.

Проведено исследование влияния турбулентных пульсаций температуры, пространственный масштаб которых соизмерим с длиной акустической волны, на мощность эхосигнала. В результате показано, что если ошибка волнового согласования отлична от нуля, как это имеет место в реальных условиях, то микромасштабные пульсации температуры приводят к дополнительному сужению методического допуска системы РАЗ и, следовательно, применение системы АПЧ как средства минимизации ошибки волнового согласования в условиях возмущенного ТДС оказывается неэффективным.

Показана возможность использования статистических моделей для априорного восстановления усредненного профиля температуры и, следовательно, синтеза функции управления частотой зондирующего радиосигнала системы РАЗ.

Полученные результаты показывают, что системы РАЗ могут быть использованы в качестве элементов информационных сетей метеорологического мониторинга АПС и дают основание к дальнейшему усовершенствованию систем РАЗ как средств контроля развитых процессов турбулентного и конвективного теплообмена между подстилающей поверхностью и атмосферой.

Список литературы: 1. *Степаненко С.* До роковой черты осталось совсем немного. Зеркало недели, № 19 (648) 19–25 мая 2007. <http://www.zn.ua/3000/3320/59323/> 2. *Каллистратова М.А., Кош А.И.* Радиоакустическое зондирование атмосферы. М.: Наука, 1985. 3. *Прошкин Е.Г.* Радиоакустическое зондирование в системе контроля загрязнения атмосферного воздуха: Монография. Деп. В УкрНИИ-ИНТИ 05.05.87., 115 с. 4. *Блохинцев Д.И.* Акустика неоднородной движущейся среды. М.: Наука, 1981, 206 с. 5. *Горелик А.Г., Жежерин В.Р., Каллистратова М.А., Князев Л.В., Петенко И.В., Шишков П.О., Шурыгин Е.А.* Радиоакустическое зондирование атмосферного пограничного слоя с автоподстройкой частоты // Метеорологические исследования. 1987. Т. 28. С. 82–92. 6. *Макалюстер Л. Г., Махони А. Р., Поллард Д. Р., Шоу П.Д.* Акустическое зондирование новый метод исследования строения атмосферы. // Тр. ИИЭР 1968. №4. С.231-240. 7. *C.G. Littl.* Acoustic methods for the remote probing of the lower atmosphere // Proc. IEEE. №57. P.571-578. 8. *Зубков О. В.* Расширение области определения профилей температуры атмосферного пограничного слоя системами радиоакустического зондирования // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. Т. 46, №7. 2003. С.17-25. 9. *Манасевич С. Л.* Синтезаторы частот: Теория и проектирование / Пер. с англ. В.А. Повзнера, под ред. А. С. Галина. М.: Связь, 1979. 382 с. 10. *Справочник по геофизике.* М.: Наука, 1965. 572 с. 11. *Матвеев Л.Т.* Курс общей метеорологии. Физика атмосферы. Л.: Гидрометиздат, 1976. 640 с. 12. *Иванов В.Н., Масгуттов Т. Ф.* Флуктуации оптических неоднородностей в турбулентной атмосфере // Труды института экспериментальной метеорологии. Вып. 6 (44). Обнинск, 1974. С.135-145. 13. *Мигем Ж. В.* Энергетика атмосферы / Под ред. Л. Т. Матвеева. Л.: Гидрометиздат, 1977. 328 с. 14. *Леонидов В. И.* Усовершенствование комплексной системы радиоакустического и акустического зондирования пограничного слоя атмосферы // Прикладная радиоэлектроника. 2006. Т. 5. №2. С 201-213.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 07.09.2009

ПОЛЕ В ЗОНЕ ДИФРАКЦИИ ФРЕНЕЛЯ ПРИ РАССЕЯНИИ РАДИОВОЛН В ТРОПОСФЕРЕ

Введение

Дальнее тропосферное распространение ультракоротких волн (ДТР УКВ) привлекает внимание исследователей в связи с двумя основными задачами: проектированием линий дальней связи на УКВ и оценкой уровня помех от передатчиков, расположенных за радиогоризонтом. Анализ основных теоретических и экспериментальных работ, выполненных до 1965 г., содержит монография [1]. Результаты обширных экспериментальных исследований освещены в обзоре [2]. Автор обзора Р. К. Крейн отмечает, что остается ряд проблем моделирования явления ДТР, главная из которых состоит в недостаточных знаниях о метеорологических условиях, при которых наблюдаются относительно высокие уровни поля за радиогоризонтом. По существу, проблема состоит в получении прогноза уровня поля за радиогоризонтом на основе текущих метеорологических данных на трассах тропосферного распространения УКВ.

При теоретическом анализе рассматриваются преимущественно две группы «механизмов» ДТР: рассеяние на неоднородностях турбулентного происхождения, отражение и рассеяние от протяженных и стабильных слоев тропосферы [1]. Расчеты углового распределения поля за радиогоризонтом, выполненные с учетом разных механизмов рассеяния [3, 4], приводят к результатам близким к экспериментальным данным. Это может свидетельствовать о сильной изменчивости состояния тропосферы и смене роли разных составляющих среды.

В теории рассеяния Букера и Гордона [5] и последующих работах ([3] и др.) задача рассеяния на флуктуациях диэлектрической проницаемости ϵ решена в приближении дифракции Фраунгофера. В этих работах средняя интенсивность поля, рассеянного в заданном направлении, выражается через преобразование Фурье $\Phi(\mathbf{K})$ корреляционной функции флуктуаций ϵ в тропосфере. Результаты этих работ применимы, когда случайные неоднородности локализованы в ограниченной области $V(\mathbf{r})$, имеющей объем V , причем характерный размер этой области $l \approx V^{1/3} \leq \sqrt{\lambda R}$, где λ – длина волны, R – расстояние от области $V(\mathbf{r})$ до передатчика или приемника. За пределами области $V(\mathbf{r})$ среда считается однородной.

В данной работе рассматривается поле электромагнитной волны, рассеянной на протяженной неоднородности тропосферы в зоне дифракции Френеля при малых углах рассеяния. Расчеты поля выполнены для случая рассеяния на регулярных неоднородностях.

Рассеянное поле в зоне дифракции Френеля

Пусть рассеяние линейно-поляризованной волны происходит в ограниченной области $V(\mathbf{r})$ (рис. 1). За пределами этой области полагаем $\epsilon = 1$. Тогда вектор электрического поля волны в точке наблюдения с радиус-вектором \mathbf{R} описывается выражением [6]:

$$\mathbf{E}_s(\mathbf{R}) = \frac{1}{4\pi R} \iiint_V e^{jk|\mathbf{R}-\mathbf{r}|} \{ k^2 \epsilon(\mathbf{r}) \mathbf{E}_0(\mathbf{r}) + \text{grad} [\mathbf{E}_0(\mathbf{r}) \cdot \text{grad} \epsilon(\mathbf{r})] \} d^3 r, \quad (1)$$

где \mathbf{r} – радиус-вектор точки внутри области интегрирования $V(\mathbf{r})$; $|\mathbf{R}| \gg |\mathbf{r}|$, $R = |\mathbf{R}|$, $k = 2\pi/\lambda$, $\epsilon = \epsilon_g - 1$, ϵ_g – диэлектрическая проницаемость воздуха.

Пусть координаты источника падающей волны определяются радиус-вектором \mathbf{R}_0 , а комплексная амплитуда волны в начале выбранной системы координат (см. рис. 1) равна E_0 . Тогда в пределах области $V(\mathbf{r})$ комплексная амплитуда поля описывается выражением

$$E(\mathbf{r}) = \frac{1}{|\mathbf{r} - \mathbf{R}_0|} E_0 e^{jk_0|\mathbf{r} - \mathbf{R}_0|}$$

Направление вектора электрического поля падающей волны различно в разных точках области $V(\mathbf{r})$. Если угол между вектором $\mathbf{E}(\mathbf{r})$ и волновым вектором рассеянной волны \mathbf{k}_s равен χ , то изменение амплитуды рассеянного поля учитывается множителем $\sin \chi$ [4]. При углах рассеяния $\theta \ll 1$ $\chi \approx \pi/2$, $\sin \chi \approx 1$. Поэтому приближенно можно считать, что вектор $\mathbf{E}(\mathbf{r})$ имеет одинаковое направление во всех точках области $V(\mathbf{r})$.

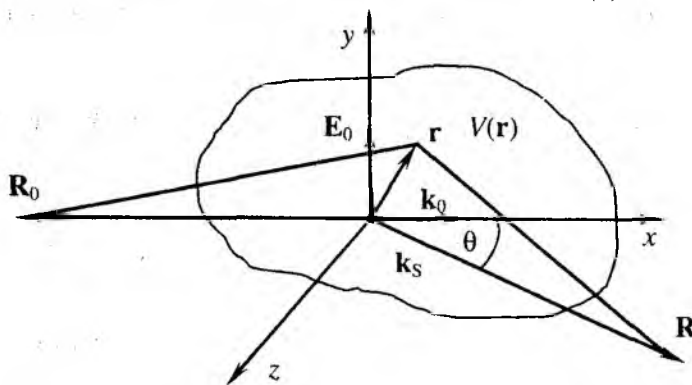


Рис. 1

Полагая, что направление $\mathbf{E}(\mathbf{r})$ совпадает с направлением оси y , вектор электрического поля запишем в форме

$$\mathbf{E}_0(\mathbf{r}) = \frac{1}{|\mathbf{r} - \mathbf{R}_0|} \mathbf{y}^0 \cdot E_0 e^{jk_0|\mathbf{r} - \mathbf{R}_0|}, \quad (2)$$

где \mathbf{y}^0 – орт оси y .

Поскольку по условию $|\mathbf{r}| \ll |\mathbf{R}_0|$, в знаменателе выражения (2) можно полагать $|\mathbf{r} - \mathbf{R}_0| \approx R_0$. В показателе степени экспоненциального множителя модуль $|\mathbf{r} - \mathbf{R}_0|$ преобразуется следующим образом:

$$|\mathbf{r} - \mathbf{R}_0| = R_0 \left(1 - \frac{2\mathbf{r}\mathbf{R}_0}{R_0^2} + \frac{r^2}{R_0^2} \right)^{\frac{1}{2}} \approx R_0 - \frac{\mathbf{r}\mathbf{R}_0}{R_0} + \frac{r^2}{2R_0} - \frac{(\mathbf{r}\mathbf{R}_0)^2}{2R_0^3} + \frac{\mathbf{r}\mathbf{R}_0 r^2}{2R_0^3} - \frac{r^4}{8R_0^3} + \dots \quad (3)$$

В выбранной системе прямоугольных координат сумма третьего и четвертого слагаемых ряда (3) приводится к форме, не содержащей переменной x :

$$\frac{r^2}{2R_0} - \frac{(\mathbf{r}\mathbf{R}_0)^2}{2R_0^3} = \frac{x^2 + y^2 + z^2}{2R_0} - \frac{x^2}{2R_0} = \frac{\rho^2}{2R_0},$$

где обозначено $\rho^2 = y^2 + z^2$.

Сумма последующих членов ряда имеет порядок $\sim r^3/2R_0^2$. Полагая неравенство $R_0 \gg r$ достаточно сильным и пренебрегая слагаемыми со степенями r выше второй, получаем

$$|\mathbf{r} - \mathbf{R}_0| \approx R_0 - \mathbf{r}\mathbf{n}_0 + \frac{\rho^2}{2R_0}, \quad (4)$$

где $\mathbf{n}_0 = \frac{\mathbf{R}_0}{R_0}$ – единичный вектор, направленный из начала координат в сторону передающей антенны. Так как передатчик находится на оси x , $\mathbf{n}_0 = -\mathbf{x}^0$ (здесь и далее $\mathbf{x}^0, \mathbf{z}^0$ – орты координатных осей).

Выражение (2) с учетом (4) можно записать в такой форме:

$$\mathbf{E}_0(\mathbf{r}) = \mathbf{y}^0 \cdot \frac{E_0}{R_0} e^{jkR_0} e^{-jk \left(n_0 r - \frac{\rho^2}{2R_0} \right)} \quad (5)$$

В подынтегральном выражении (1) после подстановки (5) и вычисления градиентов получаем

$$k^2 \varepsilon \mathbf{E}_0 + \text{grad}(\mathbf{E}_0 \text{ grad } \varepsilon) = \frac{E_0}{R_0} e^{jkR_0} e^{-jk n_0 r} e^{jk \frac{\rho^2}{2R_0}} \mathbf{P}(k, \varepsilon, \mathbf{r}, R_0), \quad (6)$$

где

$$\mathbf{P}(k, \varepsilon, \mathbf{r}, R_0) = \left(k^2 \varepsilon + \frac{\partial^2 \varepsilon}{\partial y^2} + jk \frac{y}{R_0} \frac{\partial \varepsilon}{\partial y} \right) \mathbf{y}^0 + \left(\frac{\partial^2 \varepsilon}{\partial y \partial x} + jk \frac{\partial \varepsilon}{\partial y} \right) \mathbf{x}^0 + \left(\frac{\partial^2 \varepsilon}{\partial y \partial z} + jk \frac{\partial \varepsilon}{\partial y} \frac{z}{R_0} \right) \mathbf{z}^0. \quad (7)$$

Преобразование модуля $|\mathbf{R} - \mathbf{r}|$ в фазовом множителе выражения (1) можно легко выполнить и получить удобное для расчетов выражение в прямоугольных координатах только для частного случая $\theta \ll 1$. Если принять, что координаты точки наблюдения определяются радиус-вектором $\mathbf{R}\{R_x, 0, 0\}$, то, как и ранее, ограничивая биномиальный ряд (3) слагаемыми, содержащими степени r не выше второй, получим

$$|\mathbf{R} - \mathbf{r}| \approx R - \mathbf{n}_s \mathbf{r} + \frac{\rho^2}{2R}, \quad (8)$$

где $\mathbf{n}_s = \frac{R - r}{|\mathbf{R} - \mathbf{r}|}$ – единичный вектор, направленный из переменной точки интегрирования \mathbf{r} в области $V(\mathbf{r})$ в точку наблюдения поля.

Волновые векторы \mathbf{k}_0 и \mathbf{k}_s основной и рассеянной волн с учетом направлений единичных векторов \mathbf{n}_0 и \mathbf{n}_s равны:

$$\mathbf{k}_0 = -\mathbf{n}_0 k, \quad \mathbf{k}_s = \mathbf{n}_s k. \quad (9)$$

В силу малых изменений ε среды $|\mathbf{k}_s| = |\mathbf{k}_0|$.

После подстановки (4), (6), (8) и (9) в выражение (1) для случая $\theta \ll 1$ получаем

$$\mathbf{E}_s(\mathbf{R}) = \frac{E_0 e^{jk(R_0 + R)}}{4\pi R_0 R} \iiint_V e^{-j\mathbf{K}\mathbf{r}} e^{jk \left(\frac{\rho^2}{2R_0} + \frac{\rho^2}{2R} \right)} \mathbf{P}(k, \varepsilon, \mathbf{r}, R_0) d^3r, \quad (10)$$

где $\mathbf{K} = \mathbf{k}_s - \mathbf{k}_0$ – вектор рассеяния, учитывающий разность фаз элементарных волн, рассеянных неоднородной средой в разных точках области $V(\mathbf{r})$ при условии, что направления векторов \mathbf{k}_0 и \mathbf{k}_s одинаковы во всей области $V(\mathbf{r})$. Дополнительные фазовые сдвиги учитываются детерминированным фазовым множителем

$$\exp \left\{ jk \left(\rho^2 / 2R_0 + \rho^2 / 2R \right) \right\} \quad (11)$$

Для различных трасс ДТР этот множитель оказывается разным.

В подынтегральное выражение (10) входит векторная функция $\mathbf{P}(k, \varepsilon, \mathbf{r}, R_0)$, содержащая производные пространственного распределения $\varepsilon(\mathbf{r})$ первого и второго порядка. Это позволяет учесть в расчетах не только турбулентные флуктуации диэлектрической проницае-

мости, но и регулярные неоднородности, в частности, вертикальное распределение среднего значения $\varepsilon(y)$ в атмосфере, слои и границы их раздела.

Выбор математической модели среды

В данной работе при моделировании рассматривается поле, рассеянное под малыми углами, когда $\theta \rightarrow 0$ и модуль вектора рассеяния $|\mathbf{K}| \rightarrow 0$, включая предельный случай $\theta = 0$. Ход углового распределения амплитуды поля при очень малых углах рассеяния наименее изучен. Условие $0: \theta \ll 1$ оказывается самым неудобным для расчетов и анализа, если моделируется рассеяние на турбулентных неоднородностях. Сложность состоит в выборе адекватной модели спектра флуктуаций диэлектрической проницаемости, которая необходима для вычисления поля.

Модель спектра флуктуаций ε , вытекающая из теории турбулентности Колмогорова-Обухова имеет вид [7]:

$$\Phi_{\varepsilon}(k) = 0.033 C_{\varepsilon}^2 k^{-11/3},$$

где C_{ε}^2 – структурная характеристика диэлектрической проницаемости, k – волновое число. В рассматриваемом случае (при $\theta \rightarrow 0$) $\Phi_{\varepsilon}(k) \rightarrow \infty$.

Модель спектра Кармана для статистически однородной среды описывается формулой [7]:

$$\Phi_{\varepsilon}(k) = 0.033 C_{\varepsilon}^2 (k^2 + k_0^2)^{-11/6},$$

где $k_0 = 2\pi/L_0$ – волновое число, соответствующее внешнему масштабу турбулентности L_0 . В этой модели устраняется неопределенность функции $\Phi_{\varepsilon}(k)$ в нуле, но оказывается, что внешний масштаб турбулентности равен вертикальному размеру области $V(\mathbf{r})$.

При моделировании рассеяния на флуктуациях ε выбранная модель корреляционной функции флуктуаций или $\Phi_{\varepsilon}(k)$ предопределяет ход угловой зависимости средней интенсивности $I(\theta)$. Нас интересует структура рассеянного поля в фиксированный момент времени, когда спектр выборки $\varepsilon(\mathbf{r})$ может сильно отличаться от $\Phi_{\varepsilon}(k)$. Поэтому вопрос рассеяния волн флуктуациями диэлектрической проницаемости заслуживает отдельного изучения.

Так как выражение (10) позволяет использовать детерминированную модель неоднородности, мы выбрали регулярную неоднородность, занимающую весь объем. Выборка распределения ε моделируется экспоненциальным изменением диэлектрической проницаемости воздуха ε_{σ} с высотой, соответствующим «стандартной» (нормально стратифицированной) атмосфере. Расчет вертикального профиля $\varepsilon_{\sigma}(h)$ выполнен по формуле [8]:

$$\varepsilon_{\sigma}(h) = 626 \cdot 10^{-6} \exp(-0,144 \cdot h_{\text{км}}), \quad (12)$$

где $h_{\text{км}}$ – высота над уровнем моря в километрах.

Такая математическая модель среды дает возможность оценить роль крупномасштабных неоднородностей при рассеянии вперед.

Результаты расчета

Цель расчетов в данной работе состоит в оценке влияния дополнительного фазового множителя (11) на ход углового распределения рассеянного поля основной поляризации.

При расчетах мы полагаем, что область рассеяния $V(\mathbf{r})$ определяется зоной пересечения диаграмм направленности передающей и приемной антенн и является областью интегрирования в (10). Если функция $V(\mathbf{r})$ равна единице в ограниченной области и тождественно рав-

на нулю за ее пределами, то ее можно внести множителем в подынтегральное выражение, и тогда вычисление интеграла сводится к преобразованию Фурье.

Расчеты в работе выполнены при следующих числовых данных: общая длина трассы распространения электромагнитных волн составляет 200 км; расстояния от области рассеяния $V(\mathbf{r})$ до передающей и приемной антенн $R_0 = R = 100$ км; длины волн $\lambda = 0.1$ м и $\lambda = 0.3$ м; вертикальные и горизонтальные размеры области рассеяния составляют примерно 400 м; в пределах области $V(\mathbf{r})$ изменение диэлектрической проницаемости, рассчитанное по формуле (12), составляет $\Delta\epsilon \approx 20$ Н-ед. Вектор электрического поля \mathbf{E}_0 остается постоянным в пределах области $V(\mathbf{r})$. Поляризация волн вертикальная. Границы области $V(\mathbf{r})$ были сглажены для того, чтобы исключить колебания Гиббса.

Расчетное выражение (10) отличается от выражения для рассеянного поля в работе [6], полученного в приближении дифракции Фраунгофера, наличием дополнительного фазового множителя (11), который является детерминированной функцией координат y, z , расстояний R_0, R и длины волны λ . Чтобы оценить пределы и характер изменения разности фаз вторичных волн, приходящих к приемной антенне из разных точек области $V(\mathbf{r})$, на рис. 2 (а, б) приведена реальная часть множителя (11) для длин волн 0,1 м (а) и 0,3 м (б). Полутоновые изображения соответствуют вертикальному размеру области $V(\mathbf{r})$, принятому в расчетах. По вертикали и горизонтали на рис. 2 отложены координаты y и z . Точка наблюдения поля находится на оси x на расстоянии R от начала координат.

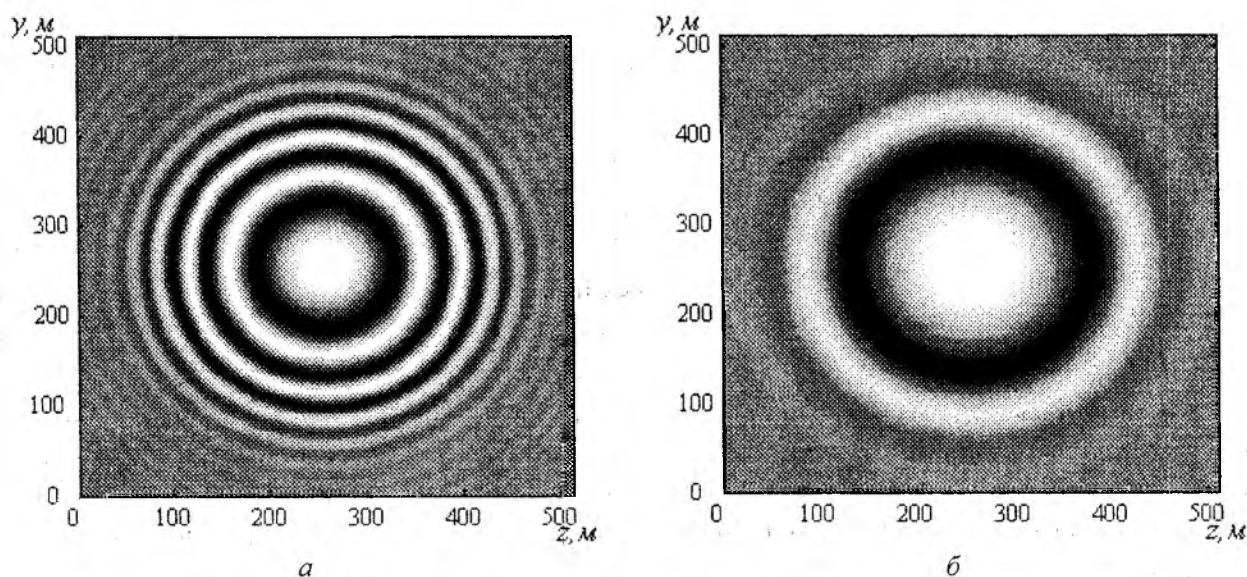


Рис. 2

Из рисунка видно, что дополнительный фазовый сдвиг вторичных волн, излучаемых разными элементами объема $V(\mathbf{r})$ при $\lambda = 0.1$ м изменяется более чем на 10π . Таким образом, если характерный размер области рассеяния $l > \sqrt{\lambda R}$, интерпретация экспериментальных данных должна учитывать существование чередующихся областей в пределах $V(\mathbf{r})$, из которых вторичные волны приходят в точку наблюдения в противофазе.

Результаты расчетов амплитуды рассеянного поля, выполненных с учетом и без учета дополнительных сдвигов фаз, т.е. фазового множителя (11), при прочих равных условиях приведены на рис. 3. Штриховым линиям соответствуют угловые распределения рассеянного поля основной поляризации, рассчитанные по формуле (10), а сплошным – результаты подобного расчета при условии, что множитель (11) равен единице.

Анализ полученных зависимостей показывает, что наличие множителя (11) резко уменьшает амплитуду рассеянного поля при $\theta = 0$ и очень малых углах рассеяния. Для $\lambda = 0.1\text{ м}$ уменьшение амплитуды сигнала составляет около 20 дБ при $\theta = 0$ и сохраняется до $\theta \approx 0.05^\circ$, для $\lambda = 0.3\text{ м}$ уменьшение амплитуды сигнала составляет около 30 дБ при $0: \theta < 0.1^\circ$.

Существенно меняется ход угловой зависимости $|E_s(\theta)|$. Если графики на рис. 3 рассматривать как диаграммы направленности вторичного излучения области $V(\mathbf{r})$, то видно существенное расширение главного лепестка этих диаграмм. Основная энергия вторичных волн в рассчитанных примерах сосредоточена в пределах телесных углов, соответствующих углам рассеяния $\theta \approx 0.3^\circ$ для $\lambda = 0.1\text{ м}$ и $\theta \approx 0.4^\circ$ для $\lambda = 0.3\text{ м}$. Как видно из рисунка, влияние крупномасштабных неоднородностей проявляется не только при рассеянии вперед, но и в случае рассеяния под большими углами.

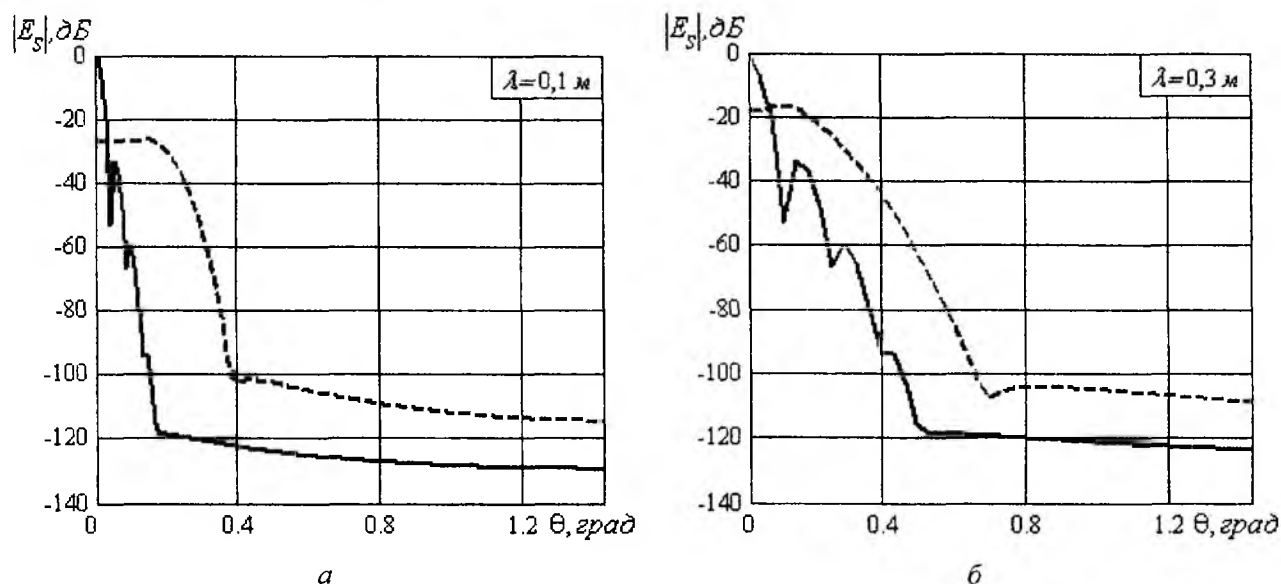


Рис. 3

Выводы

Получены соотношения, позволяющие выполнить расчет рассеянного поля в зоне дифракции Френеля для трасс дальнего тропосферного распространения радиоволн. Одновременно могут быть учтены разные структурные особенности атмосферы, в том числе экспериментально полученные профили регулярной составляющей диэлектрической проницаемости.

Дополнительный фазовый множитель в расчетном выражении (10) позволяет учесть геометрию трассы, размеры рассеивающего объема и расстояния от него до передающей и приемной антенн.

Угловые распределения поля, рассеянного на протяженной неоднородности, рассчитанные в приближении дифракции Френеля, существенно отличаются от результатов расчетов, выполненных в приближении дифракции Фраунгофера. Амплитуда основной компоненты поля при углах рассеяния $\theta = 0$, вычисленная с учетом дополнительных фазовых сдвигов, оказывается на $20 - 30\text{ дБ}$ ниже. Различие в амплитудах поля при $\theta = 0$ зависит от длины волны λ , причем с уменьшением λ расхождение результатов расчетов в указанных приближениях увеличивается. Рассеянное поле, полученное в приближении дифракции Френеля, распределяется в пределах большего телесного угла, внутри которого относительно мало меняется по величине.

Рассеяние на регулярной неоднородности в виде вертикального профиля диэлектрической проницаемости существенно не только для рассеяния строго вперед, но и при углах, характерных для трасс дальнего тропосферного распространения средней протяженности.

Авторы искренне благодарны Я. С. Шифрину за внимание, поддержку и ценные замечания при подготовке рукописи.

Список литературы: 1. *Дальнее тропосферное распространение ультракоротких волн* / Под ред. Б.А. Введенского и др. М.: Сов. радио, 1965. 418с. 2. *R.K. Crane A review of transhorizon propagation phenomena* // *Radio Science*, vol. 16, No 5, Sept.-Oct. 1981, pp. 649-669. 3. *Татарский В.И.* Распространение волн в турбулентной атмосфере. М.: Наука, 1967. 226с. 4. *Калинин А.И.* Распространение радиоволн на трассах наземных и космических радиолиний. М.: Связь, 1979. 296с. 5. *Booker H.G., Gordon W.E.* A Theory of Radio Scattering in Troposphere.// *Proc. IRE*, 38, 1950. №4. P.401. 6. *Петров В.А.* Векторное поле радиоволн, рассеянных в тропосфере на флуктуациях диэлектрической проницаемости // *Радиотехника*. 2006. Вып.145. С.126-129. 7. *Кравцов Ю.А., Фейзулин З.И., Виноградов А.Г.* Прохождение радиоволн через атмосферу Земли. М.: Радио и связь, 1983. 224с. 8. *Бартон Д., Вард Г.* Справочник по радиолокационным измерениям. М.: Сов. радио, 1976. 392 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 02.08.2009

АЛГОРИТМ И ПРОЦЕДУРА ВЕРИФИКАЦИИ ОЦЕНКИ ЦЕЛОЧИСЛЕННЫХ НЕОДНОЗНАЧНОСТЕЙ ФАЗОВЫХ GPS НАБЛЮДЕНИЙ РАЗНОСТНОЙ ЧАСТОТЫ

Введение

Известно, что решение задач высокоточного определения местоположения (позиционирования) с сантиметровым/миллиметровым уровнем точности по сигналам GPS/GNSS невозможно без использования фазовых наблюдений [1-3]. Инструментальная погрешность измерений фазы несущей частоты, как правило, составляет несколько миллиметров, что и позволяет достигать высокого уровня точности позиционирования. В практике обработки фазовых наблюдений применяется их линейное комбинирование с целью уменьшения систематических погрешностей и разрешения фазовых неоднозначностей (одинарные, двойные и тройные разности) [1-4].

Трудности при обработке фазовых наблюдений вызывают циклические скачки и т.н. начальные фазовые неоднозначности [1-3]. Задача разрешения фазовой неоднозначности заключается в определении целого количества циклов N для каждого участка наблюдений с исключенными фазовыми скачками. Появление фазовых скачков обычно обусловлено срывами слежения за фазой несущей сигнала. При этом отсчет непрерывной фазы начинается заново с новым начальным значением.

Достижение максимальной точности позиционирования, особенно в режиме кинематической съемки (при движении объекта), возможно только при условии разрешения фазовых неоднозначностей. Поэтому решение такой задачи является принципиально важным при обработке фазовых наблюдений.

В данной работе рассматриваются результаты исследования одного из способов решения задачи разрешения начальной фазовой неоднозначности для линейной комбинации (ЛК) наблюдений Wide Lane [1, 4, 5]. Дальнейшее изложение будет вестись применительно к двойным разностям в предположении, что фазовые наблюдения непрерывны, а циклические фазовые скачки на обеих частотах устранены. Методы и алгоритмы устранения фазовых циклических скачков детально рассмотрены в работах [2, 3].

Известные методы разрешения фазовых неоднозначностей (РФН) для комбинации Wide Lane главным образом основаны на совместном оценивании информационных параметров (координат, расхождений шкал времени и др.) и фазовых неоднозначностей с последующим использованием специальных процедур оценки целочисленных неоднозначностей. Однако такие подходы эффективны на относительно небольших (до 30 - 50 км) базовых расстояниях ввиду ухудшения компенсации ионосферных, тропосферных и эфемеридных погрешностей с увеличением расстояний между базовой станцией и потребителем.

Другой известный подход основан на комбинировании фазовых и кодовых наблюдений. Эти комбинации, которые полностью исключают эфемеридно-временные, ионосферные и тропосферные погрешности, получили название Melbourne-Wubbena [1, 4, 5]. Такая комбинация является функцией неизвестных начальных неоднозначностей и включает только погрешности многолучевости кодовых наблюдений, шумовые и систематические аппаратурные погрешности, а их двойные разности [1, 4, 5] не содержат аппаратурные погрешности. Основной проблемой при обработке этих ЛК является относительно высокий уровень многолучевости (от 0,5 м до нескольких метров) и шумов кодовых наблюдений (до 1 м).

Цель статьи - отыскание и исследование алгоритма определения целых фазовых неоднозначностей двойных разностей с использованием комбинации Melbourne-Wubbena и надежной процедуры оценки достоверности разрешения фазовых неоднозначностей в условиях многолучевости и шумов кодовых наблюдений.

Запишем систему уравнений кодовых (1,2) и фазовых (3,4) наблюдений.

$$\hat{S}_1(t) = F + I + c_1 + dS_1; \quad (1)$$

$$\hat{S}_2(t) = F + \gamma^2 \cdot I + c_2 + \delta S_2; \quad (2)$$

$$\hat{L}_1(t) = F - I - N_1 \cdot \lambda_1 + c_3 + \delta L_1; \quad (3)$$

$$\hat{L}_2(t) = F - \gamma^2 \cdot I - N_2 \cdot \lambda_2 + c_4 + \delta L_2, \quad (4)$$

где $\hat{S}_1(t)$, $\hat{S}_2(t)$ – кодовая псевдодальность на частотах GPS L1 и L2 соответственно;
 $\hat{L}_1(t)$, $\hat{L}_2(t)$ – фазовая псевдодальность на частотах GPS L1 и L2 соответственно;

$$F = R + Tr + \Delta_i + \Delta^j;$$

$$R = \sqrt{(X_j - x_i)^2 + (Y_j - y_i)^2 + (Z_j - z_i)^2};$$

R – геометрическая дальность между фазовым центром антенны i -го приемника и фазовым центром антенны j -го спутника; Tr – погрешность, обусловленная тропосферной задержкой; X_j, Y_j, Z_j – координаты j -го спутника; x_i, y_i, z_i – координаты i -го приемника; Δ_i, Δ^j – погрешность, связанная с уходом шкал времени j -го спутника и i -го приемника, относительно шкалы системного времени; N_1, N_2 – начальные неоднозначности фазовых наблюдений на частотах GPS L1 и L2 соответственно; $\lambda_1 \cong 0,19$ м, $\lambda_2 \cong 0,244$ м – длины волн несущих частот GPS L1 и L2 соответственно;

$$\gamma = \frac{\lambda_2}{\lambda_1} \approx 1,28;$$

c_1, c_2, c_3, c_4 – неизвестные величины (постоянные на интервале наблюдений), пропорциональные задержкам в аналоговых трактах j -го спутника и i -го приемника на частотах GPS L1 и L2 соответственно; $\delta L_1, \delta L_2, \delta S_1, \delta S_2$ – погрешности, обусловленные многолучевостью распространения навигационных сигналов и шумами наблюдений.

Сформируем, используя (1-4), линейную комбинацию Wide Lane для фазовых наблюдений и сформируем двойные разности между станциями и спутниками этих ЛК (5) [1, 4, 5].

$$\begin{aligned} \hat{L}_w^{jl}{}_{ik}(t) &= \frac{\lambda_w}{\lambda_1} \cdot \hat{L}_1^{jl}{}_{ik}(t) - \frac{\lambda_w}{\lambda_2} \cdot \hat{L}_2^{jl}{}_{ik}(t) = \\ &= F^{jl}{}_{ik} + \gamma \cdot I^{jl}{}_{ik} - N_w^{jl}{}_{ik} \cdot \lambda_w + \delta L_w^{jl}{}_{ik}, \end{aligned} \quad (5)$$

где

$$\lambda_w = \frac{\lambda_1 \cdot \lambda_2}{\lambda_2 - \lambda_1} = 0,86 \text{ м};$$

$$N_w^{jl}{}_{ik} = N_{1w}^{jl}{}_{ik} - N_{2w}^{jl}{}_{ik};$$

j, l – номера спутников $j \neq l$; i, k – номера приемников $i \neq k$; $\delta L_w^{jl}{}_{ik}$ – погрешности, обусловленные многолучевостью и шумом (уровень в пределах нескольких сантиметров).

Длина волны комбинации Wide Lane примерно в четыре раза превышает длины волн на несущих частотах L1 и L2, и позволяет, с одной стороны, выполнить надежное РФН комбинации Wide Lane с использованием кодовых наблюдений, а с другой стороны, существенно повысить надежность последующего РФН на обеих несущих. Таким образом, комбинация Wide Lane служит «промежуточной измерительной шкалой» для решения данной задачи.

Особенностями Wide Lane наблюдений (5) (по сравнению с наблюдениями на $L1$) также являются:

- увеличенная в γ раз ионосферная составляющая погрешности;
- изменение знака ионосферной погрешности с «минуса» (4) на «плюс» (5);
- увеличенный примерно в четыре раза уровень многолучевости и шума по сравнению с исходными фазовыми наблюдениями \hat{L}_1 и \hat{L}_2 .

Сформируем линейную комбинацию Narrow Lane для кодовых наблюдений (6) [1, 4, 5].

$$\begin{aligned} \hat{S}_N^{jl}(t) &= \frac{\lambda_N}{\lambda_1} \cdot \hat{S}_1^{jl}(t) - \frac{\lambda_N}{\lambda_2} \cdot \hat{S}_2^{jl}(t) = \\ &= F^{jl} + \gamma \cdot I^{jl} + \delta S_N^{jl}, \end{aligned} \quad (6)$$

где

$$\lambda_N = \frac{\lambda_1 \cdot \lambda_2}{\lambda_2 + \lambda_1} = 0,107 \text{ м.}$$

Скомбинируем выражение (5) и (6) следующим образом (7):

$$\hat{\Psi}_w^{jl}(t) = \hat{L}_w^{jl}(t) - \hat{S}_N^{jl}(t) = N_w^{jl} \cdot \lambda_w + \delta \Psi_{MP}^{jl}(t). \quad (7)$$

Полученная комбинация (7) носит название Melbourne-Wubben (MW) [4, 5] и не содержит основные систематические источники погрешности наблюдений. Однако остаются многолучевость и шумы кодовых наблюдений. Величиной погрешностей из-за многолучевости и шумов практически можно пренебречь по сравнению с уровнем кодовых погрешностей. Комбинация MW не зависит от удаления между приемными пунктами, что позволяет использовать её для разрешения фазовых неоднозначностей, как для статических, так и для кинематических приложений.

Оценка неоднозначности на Wide Lane с использованием кодово-фазовой комбинации MW позволяет перейти к однозначным фазовым Wide Lane наблюдениям, т.е. выражение (5) после РФН преобразуется следующим образом (8):

$$\hat{L}_w^{jl}(t) + \hat{N}_w^{jl} \cdot \lambda_w = F^{jl} + \gamma \cdot I^{jl} + \delta L_w^{jl}, \quad (8)$$

Выражение (8) является уравнением однозначных двойных разностей фазовых наблюдений. Решение такой системы выполняется аналогично решению уравнений дифференциальных кодовых наблюдений. При этом точность позиционирования в кинематическом режиме может быть достигнута на уровне 5 - 0 см на средних и больших базовых расстояниях (от 100 до 1000 км). Для точной компенсации ионосферной погрешности возможно и целесообразно применение точных IGS продуктов [6] – карт ионосферных задержек IONEX, точных орбит.

После разрешения фазовой неоднозначности на Wide Lane, проведя соответствующие преобразования, можно перейти к оценке неоднозначностей на несущих частотах $L1$ и $L2$.

В известных автору работах, посвященных задаче разрешения фазовых неоднозначностей с использованием комбинаций MW, не описаны подходы к оценке результатов надежности разрешения неоднозначностей по указанному методу. Поэтому возникает актуальная задача оценки и верификации полученных целочисленных неоднозначностей фазовых GPS наблюдений на разностной частоте (7). Это требует решения ряда частных задач оценки надежности полученного решения, выбора длительности интервалов усреднений, необходимых для надежного разрешения фазовой неоднозначности, оценки уровней шумовых и многолучевых погрешностей наблюдений и выбора их максимально допустимых значений.

Ниже предложен алгоритм оценки и верификации целочисленных неоднозначностей на разностной частоте с использованием кодово-фазовой комбинации Melbourne-Wubben и изложены результаты экспериментальных исследований с использованием реальных данных.

Он включает в себя алгоритм оценки целочисленных неоднозначностей и алгоритм верификации полученного решения.

При работе алгоритма используются наблюдения, прошедшие предварительную обработку. Предварительная обработка включает в себя устранение циклических фазовых скачков и восстановление непрерывности фазовых наблюдений, определение границ непрерывности одновременно для кодовых и фазовых наблюдений и т.д. [7, 8, 9].

1. Алгоритм оценки целочисленных неоднозначностей на разностной частоте

Предлагаемая версия алгоритма РФН на разностной частоте включает следующие действия.

1.1. Формируем последовательность $\hat{\Psi}_w^{jl}(t)$ (7), которая представляет собой двойную разность кодово-фазовых GPS наблюдений на разностной частоте.

1.2. Вычисляем среднее значение данной последовательности, которое послужит первым приближением для дальнейших расчетов:

$$\hat{m}_k = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \hat{\Psi}_w^{jl}(t). \quad (9)$$

1.3. Вычисляем невязки исходной последовательности относительно среднего значения \hat{m}_k :

$$\hat{\delta}(t) = \hat{\Psi}_w^{jl}(t) - \hat{m}_k. \quad (10)$$

1.4. Вычисляем методом «скользящего окна» среднеквадратическое отклонение (СКО) последовательности $\hat{\delta}(t)$ по известной формуле:

$$СКО_{\text{окно}} = \left\langle \hat{\delta}^2 \right\rangle^{\frac{1}{2}} = \sqrt{\frac{1}{\Delta n} \sum \hat{\delta}^2}. \quad (11)$$

Проведение экспериментальных исследований показало, что «окно» для вычисления СКО может быть выбрано равным половине длины последовательности $\hat{\Psi}_w^{jl}(t)$. Ниже на рис.1 представлен пример расчета «оконного» СКО: последовательность $\hat{\delta}(t)$ представлена сплошной линией, пунктиром указаны величины $\pm 3 \cdot \text{СКО}$.

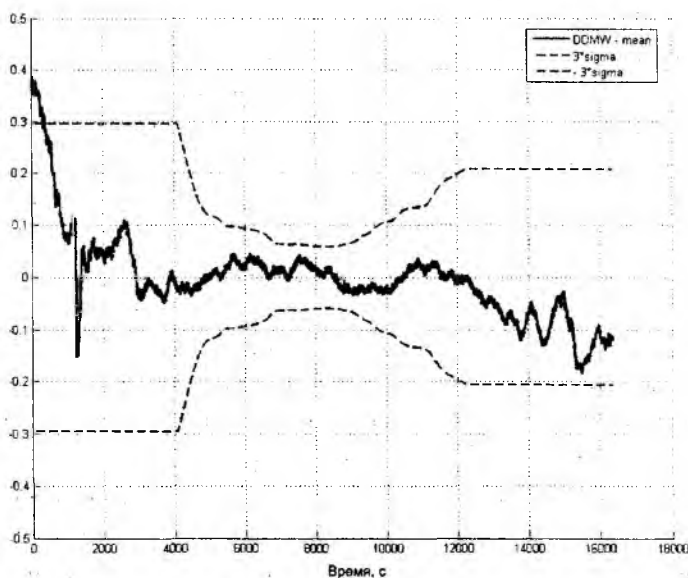


Рис. 1. Пример вычисления «оконного» СКО для двойной разности кодово-фазовых GPS наблюдений

1.5. На следующем шаге формируем весовые коэффициенты p_i для последовательности $\hat{\delta}(t)$. Для формирования векторов весовых коэффициентов вводятся следующие ограничения:

$$p_i = \begin{cases} \frac{1}{3 \times \text{CKO}}, & \text{если } \delta < 3 \cdot \text{CKO}; \\ \frac{1}{|\delta|}, & \text{если } \delta > 3 \cdot \text{CKO}. \end{cases} \quad (12)$$

1.6. С учетом полученных весовых коэффициентов уточняем значение \hat{m}_k :

$$\hat{m}_k = \frac{1}{\sum p_i^2} \sum p_i^2 \cdot \hat{\Psi}_w^{jl}(t). \quad (13)$$

Затем повторяем операции 1.3-1.6 и проводим новое уточнение величины \hat{m}_k (см. рис. 3). Как показали экспериментальные исследования, для уточнения величины \hat{m}_k достаточно двух итераций. Дальнейшее уточнение практического выигрыша в точности не дает.

1.7. Округляем полученную величину \hat{m}_k до ближайшего целого числа:

$$\hat{m}_k = \{\hat{m}_k\} = \hat{N}_k, \quad (14)$$

где фигурными скобками $\{ \}$ обозначена математическая операция округления до ближайшего целого значения.

2. Алгоритм верификации полученного решения

2.1. Для оценки точности полученного решения РФН и, соответственно, надежности РФН, необходимо рассчитать дисперсию уточненного среднего значения \hat{m}_k :

$$\sigma_m^2 = \left[\sum_{j=1}^m p_j^2 \right]^{-1} \quad (15)$$

Выражение (15) справедливо, если в расчет берутся независимые отсчеты функции СКО. Для оценки количества независимых отсчетов предлагается использовать оценки автокорреляционных функций для набора последовательностей $\hat{\Psi}_w^{jl}(t)$. Затем на основе набранной статистики можно определить интервалы корреляции [10]. Выборка значений p_i через интервал корреляции позволяет считать эти величины некоррелированными.

Ниже на рис. 2 представлены нормированные автокорреляционные функции для 54 последовательностей $\hat{\Psi}_w^{jl}(t)$, полученных с использованием наблюдений сети базовых станций Leica Geosystems AG (Великобритания). Интервал корреляции предлагается выбирать на уровне 0,2–0,3 от максимума автокорреляционных функций (АКФ). На рис. 3 представлены распределения значений автокорреляционных функций, лежащих в пределах 0,2–0,3 от максимума. Как видно на рис. 3, средний интервал корреляции для данного распределения может быть выбран равным 500 с.

2.2. Далее, с учетом п. 2.1., вычисляем оценку максимальной погрешности Π_k полученного целого числа \hat{N}_k (16). При этом также учтем отклонение \hat{N}_k от уточненного среднего значения \hat{m}_k вследствие округления:

$$\Pi_k = \left| \hat{N}_k - \hat{m}_k \right| + 3 \cdot \hat{\sigma}_m. \quad (16)$$

2.3. На следующем шаге выполняем проверку сравнения с порогом (17) для оценки максимальной погрешности РФН. В случае если Π_k не превышает порог, то она принимается как достоверная и включается в дальнейшую обработку. В противном случае эту оценку \hat{N}_k с весом $p = \Pi_k^{-1}$ предлагается включать в систему уравнений (5, 8) Wide Lane и оценивать эти параметры наряду с информационными.

$$\Pi_k \begin{cases} < \frac{5}{12} \cdot \lambda_w \Rightarrow \text{оценка } \hat{N}_k \text{ достоверна и она принимается} \\ & \text{в дальнейшую обработку (подставляется} \\ & \text{в систему уравнений (5, 8));} \\ \geq \frac{5}{12} \cdot \lambda_w \Rightarrow \text{оценка } \hat{N}_k \text{ недостоверна.} \end{cases} \quad (17)$$

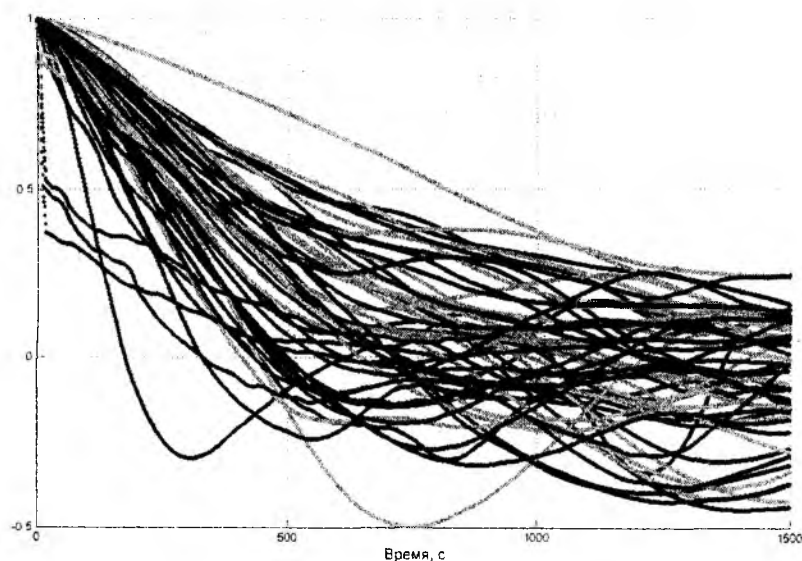


Рис. 2. Автокорреляционные функции последовательностей $\hat{\Psi}_w^{jk}(t)$

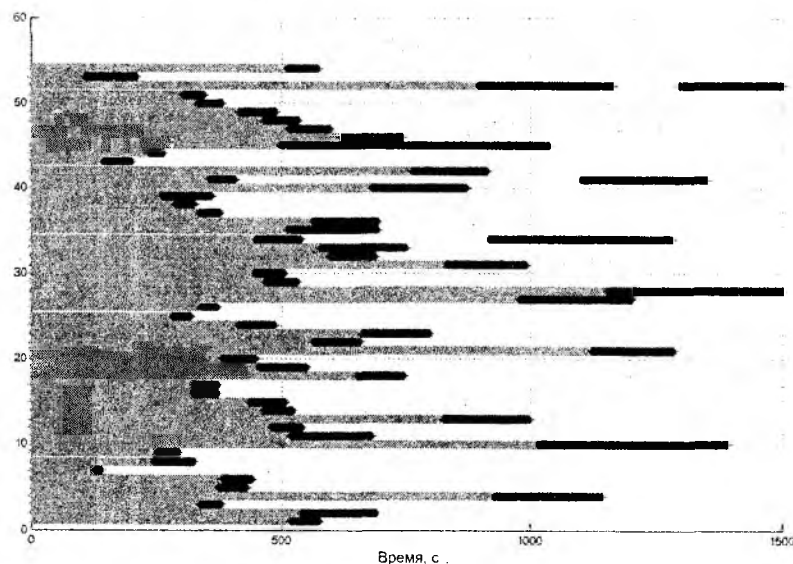


Рис. 3. Распределение значений автокорреляционных функций в пределах 0,2–0,3 от максимума

Порог $\frac{5}{12} \cdot \lambda_{и}$ был выбран с целью обеспечения дополнительного запаса по надежности для полученной оценки. В случае если оценка Π_k не превышает установленного порога, то оценку \hat{N}_k считаем достоверной с вероятностью не менее $P = 0,999$.

3. Результаты экспериментальных исследований

Для отработки разработанного алгоритма использовались наблюдения сети GPS/GNSS базовых станций Leica Geosystems AG за 184 суток 2007 года, расположенной на территории Великобритании (см. рис. 4), а именно станции BARK, BREC, OXFR, STRO.

При проведении исследований выполнялись следующие действия.

1) Выбран интервал наблюдений около 6 часов с темпом данных 1 Гц с целью обеспечения видимости одного референционного спутника на всем участке наблюдений. В данном случае референцимым был выбран спутник № 26.

2) Роль референционной станции (станции с эталонными координатами) выполняла станция BARK, а станции BREC, OXFR, STRO выполняли функции удаленных потребителей («роверов»). Удаления роверных станций от базовой станции составили: BARK – OXFR = 102 км, BARK – STRO = 168 км, BARK – BREC = 245 км;

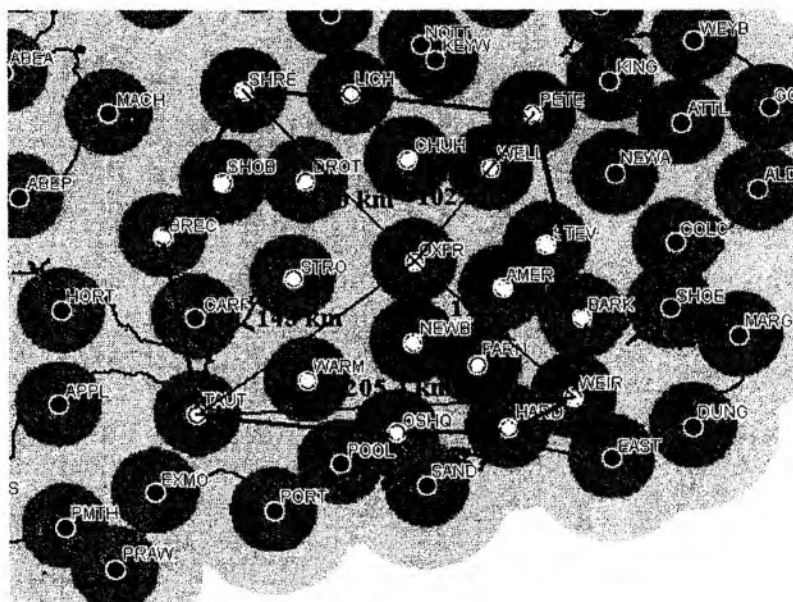


Рис. 4. Схема сети GPS/ GNSS базовых станций

3) Используемые наблюдения подверглись предварительной обработке с использованием программного обеспечения «ОСТАВА» [8, 9], которое позволяет оценить качество используемых кодовых и фазовых наблюдений, устранить циклические фазовые скачки, восстановить непрерывность фазовых наблюдений и т.д.;

4) Выполнено формирование комбинаций Melbourne-Wubben для двойных разностей кодово-фазовых наблюдений относительно референционного спутника для каждого набора станций. В итоге было получено 54 последовательности;

5) Полученные последовательности оценивались с применением предложенного алгоритма РФН и процедуры верификации решения.

Ниже на рис. 5 в качестве примера приведены графики двойных разностей ЛК Melbourne-Wubben для референционного спутника № 26 и текущих спутников № 2, 5, 8, 9, 10, 12. В правом верхнем углу рисунков указаны названия станций, расстояния между ними и средние значения полученных последовательностей. На графиках изображены последовательности, для которых в качестве «нулевых» значений приняты ближайшие целые средних значений (выборки центрированы).

Ниже в табл. 1 приведены результаты анализа и верификации полученных целочисленных фазовых неоднозначностей для каждой базы. В табл. 1 указаны базовые расстояния между станциями, номер референсного и текущих спутников, оценки значений целочисленных неоднозначностей \hat{N}_k и оценки максимальной погрешности Π_k полученных результатов, длительности интервалов наблюдений, а также статус полученной оценки. Знаком «+» обозначена достоверность полученного значения \hat{N}_k , знаком «-» – недостоверные оценки \hat{N}_k .

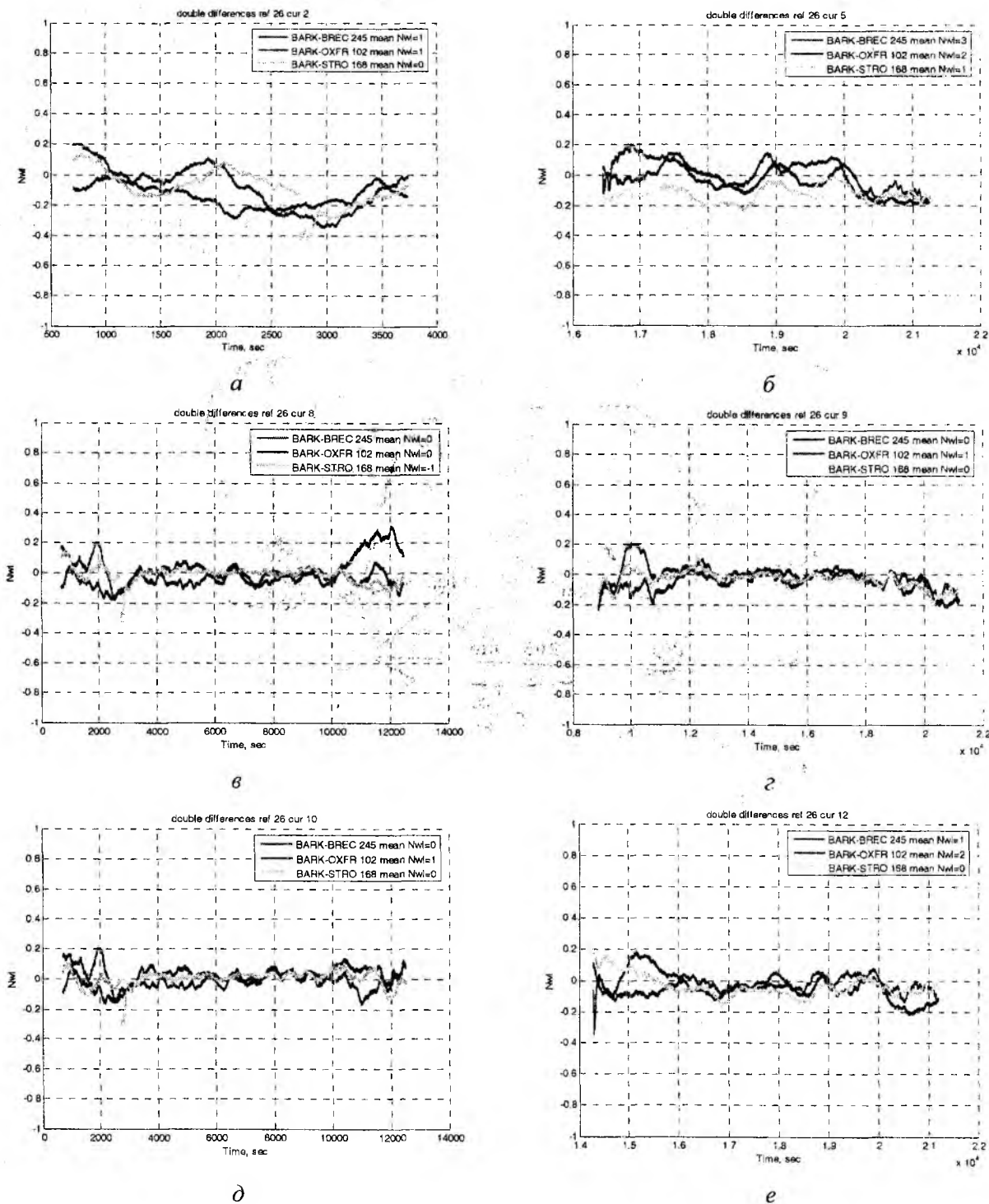


Рис. 5. Двойные разности MW для референсного спутника № 26 и текущих спутников № 2 (*a*), 5 (*б*), 8 (*в*), 9 (*г*), 10 (*д*), 12 (*е*)

Результаты анализа и верификации целочисленных неоднозначностей двойных разностей наблюдений

Базовое расстояние между станциями Bark Вrec 245 км референсный спутник № 26																		
№ спутника	2	5	8	9	10	12	13	14	17	18	21	22	24	25	27	28	29	30
\hat{N}_k	1	3	0	0	0	1	2	1	0	0	1	2	1	0	1	0	1	1
Оценка P_k достоверности	0.323	0.460	0.051	0.051	0.032	0.186	0.350	0.289	0.060	0.055	0.141	0.331	0.220	0.159	0.207	0.053	0.149	0.269
Интервал наблюдений, с	3032	4974	11754	12507	11794	7136	1572	2433	9529	12797	7082	8075	8886	5446	8788	16183	19403	2630
Статус	+	-	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
Базовое расстояние между станциями Bark Stro 168 км референсный спутник № 26																		
\hat{N}_k	0	1	-1	0	0	0	-1	0	0	-1	-1	0	0	0	0	0	2	0
Оценка P_k достоверности	0.158	0.289	0.151	0.043	0.031	0.080	0.181	0.110	0.074	0.106	0.199	0.100	0.051	0.078	0.034	0.026	0.028	0.208
Интервал наблюдений, с	3032	4974	11754	12507	11794	7136	1572	2433	9529	12797	7082	8075	8886	5446	8788	16183	19403	2630
Статус	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
Базовое расстояние между станциями Bark Oxfr 102 км референсный спутник № 26																		
\hat{N}_k	1	2	0	1	1	2	0	1	2	0	1	2	2	0	1	1	2	1
Оценка P_k достоверности	0.354	0.358	0.041	0.188	0.142	0.362	0.261	0.421	0.391	0.097	0.162	0.406	0.354	0.095	0.206	0.162	0.326	0.246
Интервал наблюдений, с	3032	4974	11754	12507	11794	7136	1572	2433	9529	12797	7082	8075	8886	5446	8788	16183	19403	2630
Статус	+	+	+	+	+	-	+	-	-	+	+	-	+	+	+	+	+	+

Порог (см. п.2.3.) равен $\frac{5}{12} \cdot \lambda_w = 0,359$.

Из табл. 1 видно, что из имеющейся выборки (54 оценки) неоднозначностей пять оценок определены как недостоверные, что составило ~10 % от общего количества. В 90% случаев оценки признаны достоверными. Это позволяет говорить об эффективности разработанных алгоритмов и процедур и возможности их использования в программно-алгоритмических обеспечениях обработки GPS наблюдений.

Выводы

1. Предложены новые алгоритм и процедура верификации оценки целочисленных фазовых неоднозначностей двойных разностей Wide Lane наблюдений с использованием кодово-фазовой комбинации Melbourne-Wubben. Предложенный подход к оценке точности полученного решения предполагает учет корреляционных свойств многолучевой и шумовой составляющих Wide Lane наблюдений. На основании анализа корреляционных свойств, предложенный алгоритм рассчитывает предельные погрешности оценок фазовых неоднозначностей, что позволило сформировать критерии достоверности полученных решений. При этом оценка вероятности принятия правильного решения с учетом принятых допущений составляет не менее $P = 0,999$.

2. Выполнены экспериментальные исследования предложенного алгоритма обработки с использованием реальной измерительной информации сети базовых станций Leica Geosystems AG на территории Великобритании. Интервал наблюдений составил около 6 часов с темпом данных 1 Гц. В итоге получено, что из имеющейся выборки (54 оценки) неоднозначностей пять оценок определены как недостоверные, что составило ~10 % от общего количества. В 90 % случаев оценки признаны достоверными.

3. Разработанный алгоритм показал свою работоспособность и эффективность. В то же время, планируется расширить и дополнить выполненные исследования, используя сетевой подход к проблеме РФН для статических и кинематических наблюдений; разработать комплексный подход, используя описанный путь РФН в комбинации с методом разрешения фазовых неоднозначностей, использующим только фазовые Wide Lane наблюдения.

Автор выражает благодарность доктору технических наук, профессору В.М. Шокало и научному руководителю кандидату технических наук А.А. Жалило за высказанные замечания и рекомендации при подготовке материалов статьи.

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. *Carrier-Phase Cycle-Slip detection and repair of Dual-Frequency GPS data – New Technique using Correlation Filtering Principle*/ Zhalilo A.A. // Proceedings of the 10th Saint Petersburg International Conference on Integrated Navigation Systems. St. Petersburg, Russia, 26–28 May 2003, pp.273-276. 3. *Моніторинг геометричної конфігурації многобазисної сети широкозонної диференціальної підсистеми космічних навігаційних систем NAVSTAR і ГЛОНАСС* / А.А. Жалило, С.Н.Флерко, А.И.Яковченко // Київ: Космічна наука та технологія, 1999. 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. 6. <http://igsceb.jpl.nasa.gov/components/prods.html> 7. "OCTAVA": многофункциональный программный инструментарий обработки и анализа GPS/GNSS наблюдений // Материалы междунар. конф. [«Санкт-Петербургская международная конференция по интегрированным навигационным системам»] / Гос. науч. центр РФ – ЦНИИ «Электроприбор» – 2007 – С.319-321. 8. *Контроль качества кодовых и фазовых GPS-наблюдений на этапе предварительной обработки* : материалы междунар. конф. [«Санкт-Петербургская международная конференция по интегрированным навигационным системам»] / Гос. науч. центр РФ – ЦНИИ «Электроприбор» – 2007 – С. 310-312. 9. *Features and service performance of multifunctional software toolkit "OCTAVA" for processing and analysis of GPS/GNSS observations* : [GEOS 2007], Research Institute of Geodesy, Topography and Cartography – Prague: Research Institute of Geodesy, Topography and Cartography, 2007. – С. 102-110. 10. Основы статистической обработки траекторных измерений / Б.Ф. Жданюк. М.: Сов. радио, 1978 – 350 с.

Харьковский национальный университет радиотехники

Поступила в редколлегию 07.08.2009

ЭКСПРЕСС-АНАЛИЗАТОР СПЛАВОВ НА ОСНОВЕ УСТАНОВОК ДЛЯ ЛАЗЕРНОЙ ГРАВИРОВКИ

Введение

Производство изделий из сплавов металлов предполагает решение вопроса о соответствии состава сплава предъявляемым к нему требованиям. Долгое время данная задача решалась с помощью выборочного анализа нескольких изделий химическими методами в специальных лабораториях. Однако при постоянном ужесточении требований к качеству продукции возникает необходимость проводить не только выборочный анализ, но и постоянный контроль непосредственно на производственных участках. При этом измерения должны осуществляться за минимальное время, с минимальным расходом анализируемого вещества и желательным с незначительной подготовкой образцов. Наиболее известными неразрушающими методами анализа состава сплавов являются рентгенофлуоресцентный и атомно-эмиссионный методы [1]. Другие методы практически не используются из-за высокой трудоемкости и большого расхода анализируемых материалов.

Рентгенофлуоресцентный метод как метод экспресс-анализа имеет ряд недостатков – для получения достоверных результатов необходимо время анализа около минуты, кроме того, метод чувствителен к загрязнению поверхности анализируемого образца. В качестве источника возбуждения флуоресценции используется либо радиоактивный образец, либо рентгеновское излучение, что требует строгого выполнения правил техники безопасности при работе с анализатором.

Среди атомно-эмиссионных методов анализа широкое распространение получил лазерный эмиссионный анализ. Это обосновано отсутствием предварительной пробоподготовки и расходных материалов, высокой чувствительностью метода (несколько $мг/кг$), быстротой анализа (в зависимости от метода обработки спектральных данных – в пределах нескольких минут), возможностью проведения многокомпонентного анализа. Эффективность лазерного эмиссионного анализа для диагностики сплавов металлов показана в [2-4], и на их основе создан широкий ряд спектроанализаторов [2, 5, 6]. Используемые в серийных спектроанализаторах методы обработки спектральной информации требуют использования отдельного специализированного лазера. Как правило, это импульсные лазеры в режиме генерации двух импульсов с небольшим интервалом и энергией импульса 50 – 200 $мДж$ [5, 6], что существенно повышает цену анализатора и усложняет его интеграцию в существующие производственные линии. Поэтому возникла задача создания новых методов обработки эмиссионных спектров, и приборов, базирующихся на существующих лазерных системах для размерной обработки, позволяющих проводить экспресс-анализ сплавов и обеспечивающих измерение концентрации металла в сплаве с заданной погрешностью при минимальном времени измерения. Нами был разработан экспресс-анализатор сплавов металлов для работы совместно с промышленными лазерными комплексами AL5-4-PVA-KL производства ООО «Альт Лазер», предназначенными для нанесения пробирных клейм на изделия из драгоценных металлов.

Принципиальные требования к разработанному экспресс-анализатору заключались в следующем:

- экспресс-анализатор должен работать без использования дополнительного лазера;
- процесс анализа спектра должен быть совмещён с процессом гравировки;
- время анализа не должно превышать пяти секунд.

Конструкция

Разработка аппаратной части экспресс-анализатора основывалась на максимальной простоте конструкции, что позволило повысить ее надежность. Реализация большинства функ-

ций при этом была перенесена в программное обеспечение, что дало возможность легко адаптировать прибор для контроля любых сплавов.

Основу конструкции экспресс-анализатора составляет спектрометр с дополнительной видеосистемой наведения на участок взаимодействия лазерного излучения с поверхностью изделия. На рис. 1 представлена общая компоновка прибора и его основные подсистемы: источник возбуждения спектра, оптическая система и система регистрации спектра.

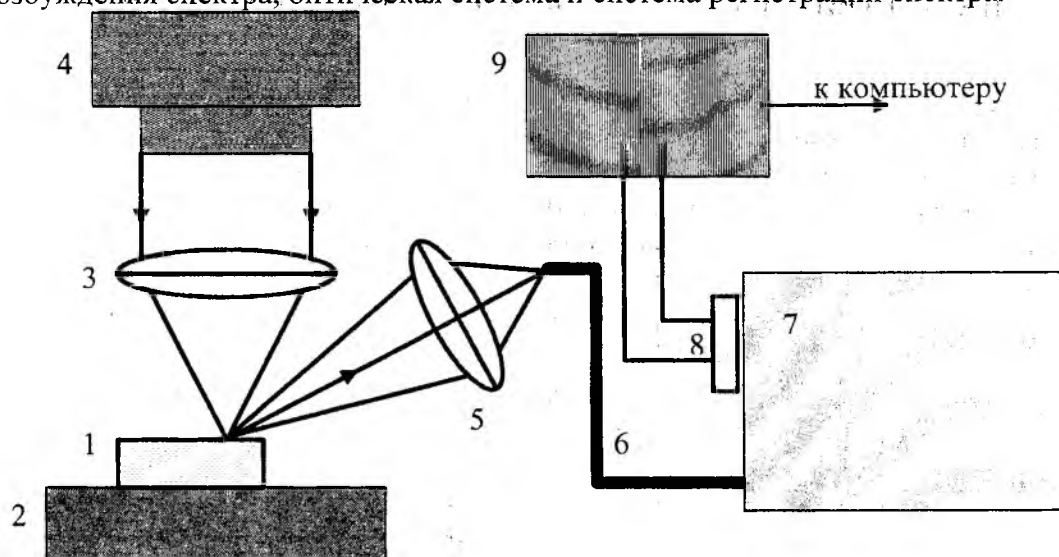


Рис. 1

Измеряемый образец 1 помещается на стол 2. Лазерное излучение через объектив 3 фокусируется на образце. При включении лазера 4 над поверхностью образца образуется облако низкотемпературной абляционной плазмы. Излучение разряда с помощью линзовой системы 5 фокусируется на торец кварцевого световода 6 и с его помощью передается в оптический блок 7. Там излучение разлагается в спектр и регистрируется линейкой ПЗС 8. Электрические сигналы с выхода ПЗС обрабатываются в блоке электроники 9, преобразуются в цифровую форму и передаются на внешний компьютер с помощью интерфейса USB. Время регистрации спектра не превышает 0,5 с. Далее, за время 0,5 – 1,5 с. с помощью программного обеспечения происходит расчет концентраций металлов в образце. Управление работой прибора (выбор параметров ПЗС, синхронизация задержки регистрации спектра по отношению к появлению излучения и продолжительности регистрации) также осуществляется блоком электроники 9, в соответствии с командами, получаемыми от компьютера. Программное обеспечение использует полученные спектральные данные для расчета концентраций металлов в образце 1. В случае несоответствия образца заявленному составу гравировка прекращается, и на экран выводится предупреждение о несоответствии.

В качестве источника излучения в лазерных комплексах AL5-4-PVA-KL используются иттербиевые волоконные лазеры, генерирующие на длине волны 1,06 мкм, с энергией импульса около 0,5 мДж и длительностью 80 нс, работающие в импульсно-периодическом режиме с регулируемой частотой импульсов 10 - 100 кГц. В качестве фотоприёмника использовалась линейка ПЗС TCD 1304DG фирмы Toshiba с 3648 фотозлементов размерами 8x2000 мкм. Спектральная чувствительность ПЗС представлена на рис. 2. С учетом того, что в

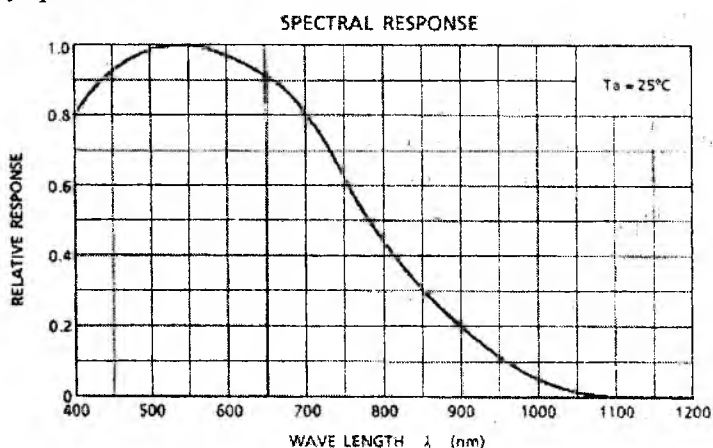


Рис. 2

качестве диспергирующего элемента в приборе использована решетка 100 *штр/мм*, рабочий диапазон спектрометра составил 360 – 720 *нм*, а спектральное разрешение 1 *А/пик*.

Прибор размещается в едином корпусе с размерами 380*200*170 *мм*; его масса не превышает 8 *кг*. Благодаря использованию стандартного интерфейса USB, прибор может работать под управлением практически любого компьютера.

Методика анализа

Используемая методика должна обеспечивать многоэлементный анализ в широком диапазоне определяемых концентраций (от 0,01 до 100% *масс.*) [1]. Что касается метрологических характеристик, то, согласно ГОСТ Р 51152-98 «Сплавы на основе благородных металлов ювелирные. Марки», относительная погрешность измерения содержания золота, равная 5 %, достаточна для контроля пробы.

Поскольку параметры источника возбуждения спектра далеки от рекомендуемых [3, 6], потребовалась адаптация метода анализа. Эксперименты показали: в связи с малой энергией импульса время свечения плазмы после прекращения лазерного излучения не превышает 2 *мс*, что не позволяет регистрировать спектр после отключения источника. Соответственно, все спектры регистрировались при включенном лазере с задержкой 15 *мс* от появления излучения. Задержка регистрации была выбрана из соображений максимальной повторяемости спектра, и снизу ограничена временем выхода лазера на номинальную мощность излучения.

Основным критерием выбора времени регистрации спектра принималось максимальное использование динамического диапазона спектрометра. Поскольку регистрирующая ПЗС линейка работает в режиме накопления сигнала по времени, то время регистрации оказывает сильное влияние на внешний вид полученных спектров (рис. 3).

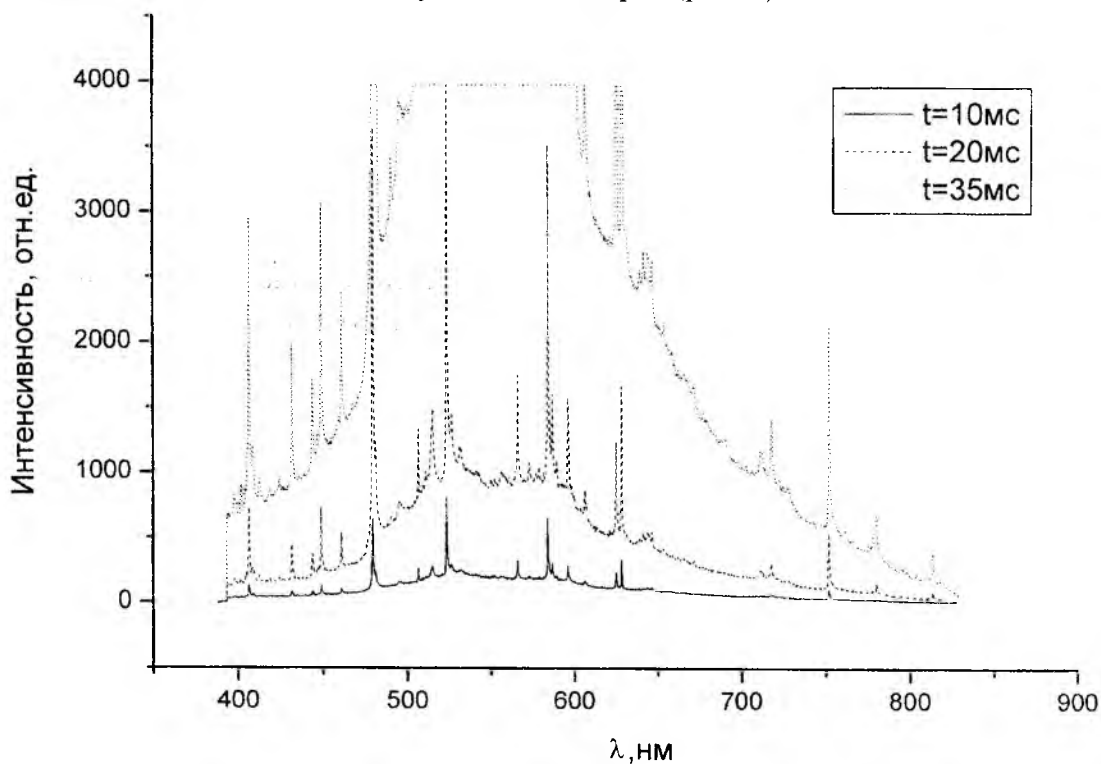


Рис. 3

При увеличении времени регистрации спектра фоновая составляющая спектра резко возрастает, что при времени регистрации больше 30 *мс* приводит к насыщению ПЗС и потере полезного сигнала. С другой стороны, для уменьшения погрешностей квантования сигнала и влияния собственного шума ПЗС линейки, интенсивность используемых линий должна быть как можно больше (при времени регистрации 10 *мс* интенсивность большинства линий сравнима по величине с собственным шумом ПЗС линейки). Следовательно, спектры, полу-

ченные за время менее 15 мс, не пригодны для проведения количественного анализа с удовлетворительной точностью.

Таким образом, время регистрации должно быть как можно большим, однако следует избегать насыщения ПЗС линейки. С учетом характерного состава образцов (ненасыщение самых ярких линий – триплета меди 521.1, 515.3, 510.5 нм и дублета серебра 546.5 нм, 520.9 нм), все измерения проводились со временем регистрации 20 мс. Примеры спектров представлены на рис. 4.

Рассмотрим подробнее аналитический метод определения концентрации элементов в сплаве на примере золота в сплавах золота, серебра и меди. Эмпирическим путем в эмиссионном спектре были выбраны 19 линий золота, на основании которых проводились измерения концентрации: 406.67, 431.78, 443.95, 448.90, 460.81, 479.40, 481.19, 506.36, 523.00, 565.72, 583.86, 586.25, 595.83, 605.81, 624.61, 627.85, 646.10, 710.98, 717.48 нм.

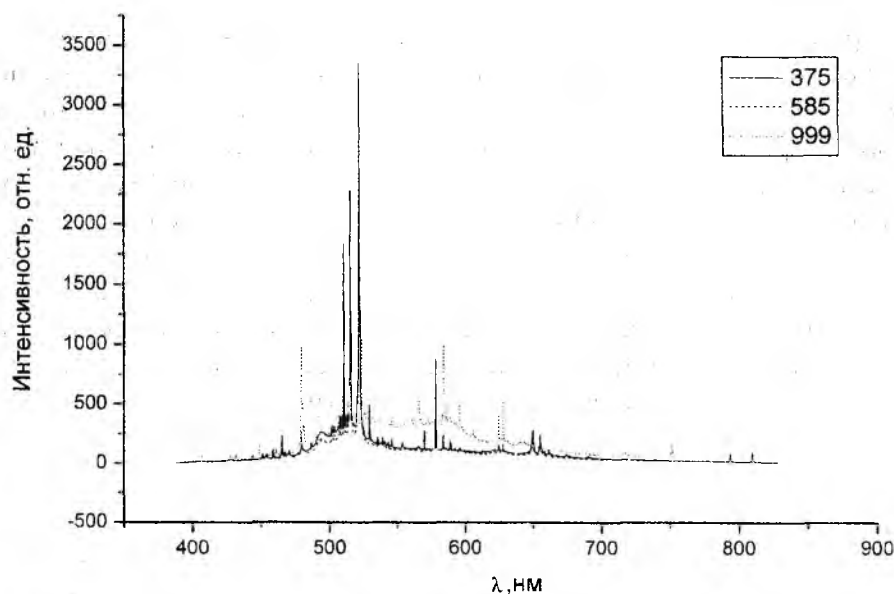


Рис. 4

Для выбранных в спектре линий определено их местонахождение в спектре путем указания начала и конца линии a_i^M и b_i^M соответственно (рис. 5), где $M = \{Au, Ag, Cu\}$ – обозначает какому элементу принадлежит линия.

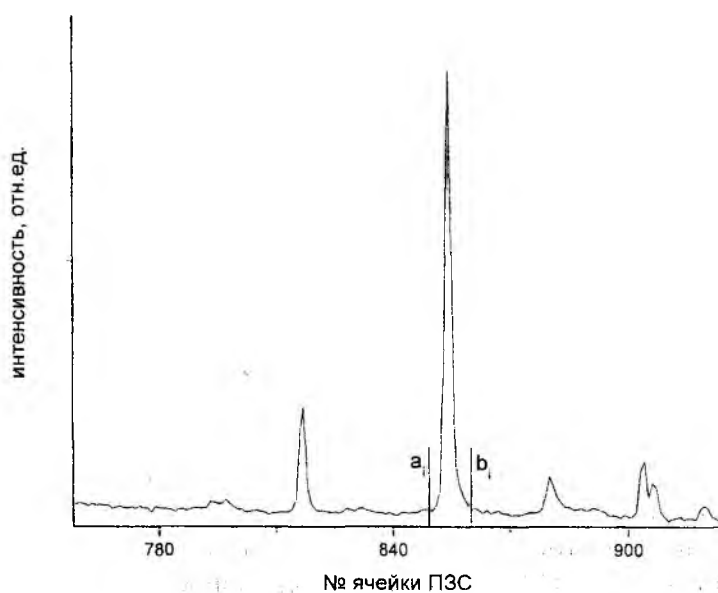


Рис. 5

Кроме того, был вычислен коэффициент N , для которого выполняется условие нормировки

$$\sum_{M=Au, Ag, Cu} \sum_i \sum_{k=a_i^M}^{b_i^M} \frac{A_k}{N} = C, \text{ где } C = 3648 - \text{количество элементов линейки ПЗС.}$$

Нормированные энергетические спектры найдены в соответствии с формулами:

$$W^{Au} = \sum_i \sum_{k=a_i^{Au}}^{b_i^{Au}} \frac{A_k}{N}, \quad W^{Ag} = \sum_i \sum_{k=a_i^{Ag}}^{b_i^{Ag}} \frac{A_k}{N}, \quad W^{Cu} = \sum_i \sum_{k=a_i^{Cu}}^{b_i^{Cu}} \frac{A_k}{N}.$$

Суть использованного безэталонного метода заключается в следующем. В случае идеально чистого материала постулировалось, что вся энергия лазерного импульса переходит в энергию излучения. При постоянной энергии лазерного импульса регистрируется спектр излучения в заданном диапазоне от идеально чистого материала (использован образец 99,99% *Au* 0,01% *Cu*). Рассчитывался энергетический спектр материала. Аналогичная процедура проводилась для сплавов с различной концентрацией этого материала, в результате чего была построена градуировочная кривая зависимости концентрации золота от рассчитанного энергетического спектра (рис. 6). Результаты измерения концентрации двумя методами представлены в таблице.

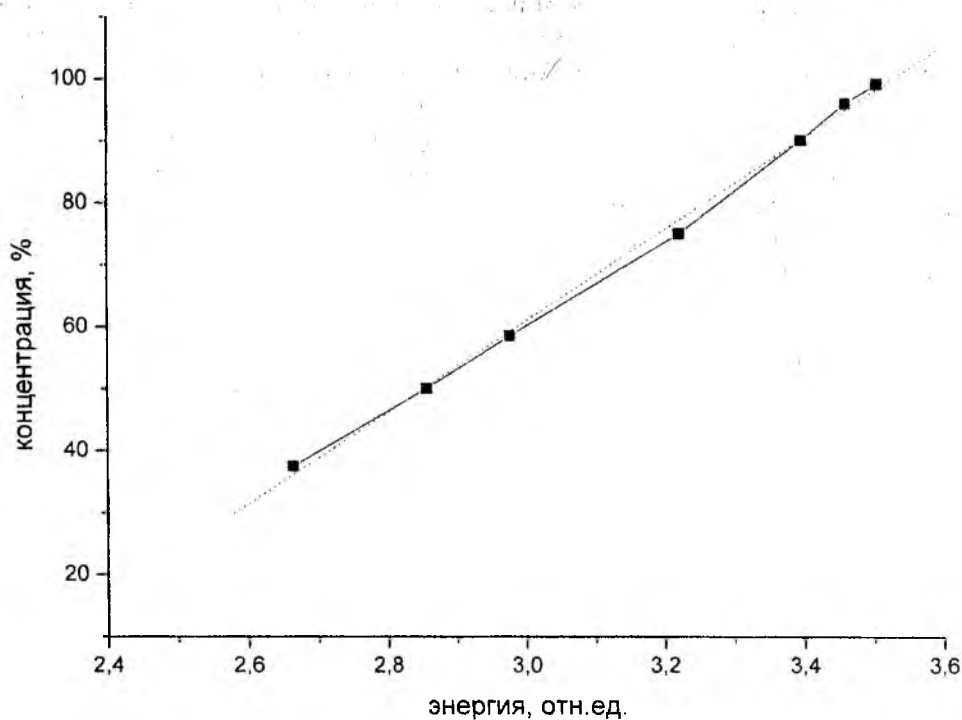


Рис. 6

Результаты

Погрешность измерения составила от 0,8 % на образцах с содержанием золота более 75 % и до 2,5 % на образцах с содержанием золота 40 – 60 %, что достаточно для проведения контроля содержания основного металла в сплаве. Время регистрации спектра и его анализа при этом не превышало 2 с; диаметр образующегося в образце кратера составлял 20 – 30 мкм, а его глубина – 10 – 30 мкм в зависимости от вида сплава.

Основным результатом проведенной работы стала приборная реализация опытного образца лазерного экспресс-анализатора, выполняющего следующие функции:

- автоматическая запись лазерных эмиссионных спектров сплавов металлов;
- создание базы данных спектров сплавов драгоценных металлов для дальнейших работ по улучшению метода обработки данных;
- контроль содержания металлов в сплавах.

Тип образца	Концентрация золота в образце, 0.1%	
	среднее	СКО
ЗлМ-375	344,10	8,91
ЗлСрНМ-375-350-8.0	390,23	9,58
ЗлСрМ-585-80	643,00	7,62
ЗлНЦМ-585-12.5-4	532,75	6,70
ЗлСр-750	753,75	5,38
ЗлМ-750	724,75	5,62
ЗлИПдМ-958-10-10	937,04	12,47

Разработанный прибор для количественного анализа состава сплавов применим для экспресс-анализа на существующих лазерных системах размерной обработки материалов (лазерная маркировка, резка и т. п.), что существенно снижает стоимость проведения анализа. Конструкция экспресс-анализатора позволяет модифицировать методику съемки и обработки спектров для учета особенностей различных источников возбуждения и контроля содержания различных металлов.

Список литературы: 1. Фесенко А.В., Миловзоров Н.Г. Определение основных и неосновных компонентов сплавов золота при криминалистическом исследовании // Рос. хим. ж. (Ж. Рос. хим. об-ва им. Д.И. Менделеева). 2002. Т. XLVI, № 4. С. 81-87 2. Белько М.В., Бураков В.С. и др. Безэталонный лазерный спектральный микроанализ сплавов золота // Журнал прикладной спектроскопии. 2005, Т.72, №3. С. 352-357. 3. Jurado-Lopes, M.D. Luque de Castro Chemometric Approach to Laser-Induced Breatdown Analysis of Gold Alloys // Applied Spectroscopy. 2003. V.57, p.349-352. 4. Дзюбенко М.И., Колтаков С.Н., Кулишенко Д.Ф., Приемко А.А. Безэталонный метод количественного спектрального анализа сплавов металлов // Материалы ФНМ-2007, с. 92-93 5. <http://www.oceanoptics.com> 6. Першин С.М., Colao F. Коррекция спектров лазерной плазмы для количественного анализа сплавов // Письма в ЖТФ. 2005. Т. 31, № 17, с. 48-57.

*Институт радиофизики и электроники
им. А.Я.Усикова*

Поступила в редколлегию 09.08.2009

И. Н. БОНДАРЕНКО, канд. техн. наук, Ю. Е. ГОРДИЕНКО, д-р физ.-мат. наук,
С. Ю. ЛАРКИН, канд. техн. наук

ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ СКАНИРОВАНИЯ В МИКРОВОЛНОВОЙ МИКРОСКОПИИ С РЕЗОНАТОРНЫМ МИКРОЗОНДОМ

Введение

В ближнеполевой микроволновой сканирующей микроскопии (МСМ) пространственная разрешающая способность метода определяется размерами зонда и его расстоянием от поверхности, а чувствительность – величиной коэффициента преобразования изменений электрофизических характеристик исследуемого материала в изменения характеристик резонатора и точностью измерения этих изменений [1, 2].

Основными измеряемыми характеристиками резонаторов являются резонансная частота и добротность. Исходя из диапазона измеряемых значений добротности, резонансной частоты и имеющихся технических возможностей можно выбрать наиболее подходящий способ измерения.

Применительно к МСМ необходимая измерительная информация содержится в изменениях резонансной частоты и добротности от первоначальных или заданных значений.

Цель работы - обоснование способов измерения сдвигов резонансной частоты и изменений добротности применительно к МСМ.

Постановка задачи

Непосредственное измерение энергии, накопленной и рассеиваемой в резонаторе и внешних цепях, технически реализовать довольно трудно, поэтому для определения величины добротности обычно пользуются косвенными методами [3 - 6]. При этом измеряются параметры резонансной системы, связанные с ее добротностью соответствующими соотношениями. В большинстве случаев величина добротности определяется по формуле

$$Q_n = f_p / 2\Delta f_p, \quad (1)$$

где $2\Delta f_p$ – ширина полосы пропускания резонатора на уровне 0,5 по мощности или на уровне 0,707 по амплитуде сигнала, проходящего через резонатор (при включении на проход) или отраженного от него (при включении на отражение).

Следовательно, точность определения f_p , Q_n (δf_p , δQ_n) будет определяться точностью измерения частоты при соответствующих уровнях мощности или амплитуды сигналов на выходе резонансного измерительного преобразователя (РИП). Таким образом, погрешности измерений информационных параметров будут зависеть от погрешностей измерения значений частоты (определяется нестабильностью частоты измерительного генератора и точностью частотомера) и погрешностей измерения соответствующих уровней сигналов (точностью отсчета соответствующих уровней на резонансной кривой).

В общем случае можно записать

$$\frac{\delta Q_n}{Q_n} = \frac{\delta f_p}{f_p} + \frac{\delta(2\Delta f_p)}{2\Delta f_p} = \frac{\delta f_p}{f_p} + \frac{Q_n \delta(2\Delta f_p)}{f_p} \approx \frac{Q_n \delta(2\Delta f_p)}{f_p}, \quad (2)$$

где δQ_n , δf_p , $\delta(2\Delta f_p)$ – абсолютные погрешности определения значений нагруженной добротности, резонансной частоты и полосы пропускания резонатора.

Из соотношения (2) следует, что для достижения одной и той же относительной погрешности $\delta Q_n / Q_n$ при измерении на какой-либо фиксированной частоте (если погрешностью

измерения f_p , пренебречь) необходимо, чтобы величина $Q_n \delta(2\Delta f_p)$ была постоянной, т.е. при увеличении добротности необходимо соответственно уменьшать абсолютную погрешность измерения $2\Delta f_p$.

Для измерения полосы пропускания резонансной системы существуют различные методы, и погрешность измерения зависит от факторов, характерных для каждого метода измерения. Обычно полосу пропускания измеряют по резонансным кривым или их производным. При этом необходимо иметь калиброванный перестраиваемый измерительный генератор или перестраиваемый генератор и частотомер.

Минимально обнаруживаемые сдвиги резонансной частоты и изменения частот, связанных с уровнями, на которых измеряется полоса пропускания, не могут быть, во-первых, меньше абсолютной нестабильности частоты измерительного генератора за время измерения и, во-вторых, дополнительная погрешность будет связана с точностью определения соответствующих уровней сигналов (максимума при проходной схеме включения РИП или минимума при включении РИП по отражательной схеме, а также $k = 0,707$ по амплитуде или $k^2 = 0,5$ по мощности выходного сигнала).

В свою очередь, погрешность определения соответствующих уровней сигналов будет определяться погрешностями методик и погрешностями используемых преобразующих и измерительных приборов.

Прямые методы измерения

Функциональные схемы прямых методов измерения параметров РИП приведены на рис. 1. На рис. 1, а представлена проходная схема включения РИП, а на рис. 1, б – схема отражательного включения.

Сигнал измерительного генератора 1 через развязывающее устройство (вентиль 2 или циркулятор 8) подается на вход РИП 3. Затем сигнал с выхода РИП или отраженный от него поступает на детектор 4. При перестройке частоты измерительного генератора 1 по сигналу на выходе амплитудного детектора 4 определяют момент измерения частотомером 7 значения резонансной частоты (по максимуму сигнала при проходной схеме и минимуму сигнала при отражательном включении) и граничных частот полосы пропускания (по уровню 0,5 или 0,707 от максимального значения сигнала). Усилитель-измеритель 5 используется для усиления и последующего измерения, полученных с выхода детектора сигналов, а устройство контроля и управления 6 обеспечивает синхронизацию проводимых измерений, а при необходимости и предварительную их обработку.

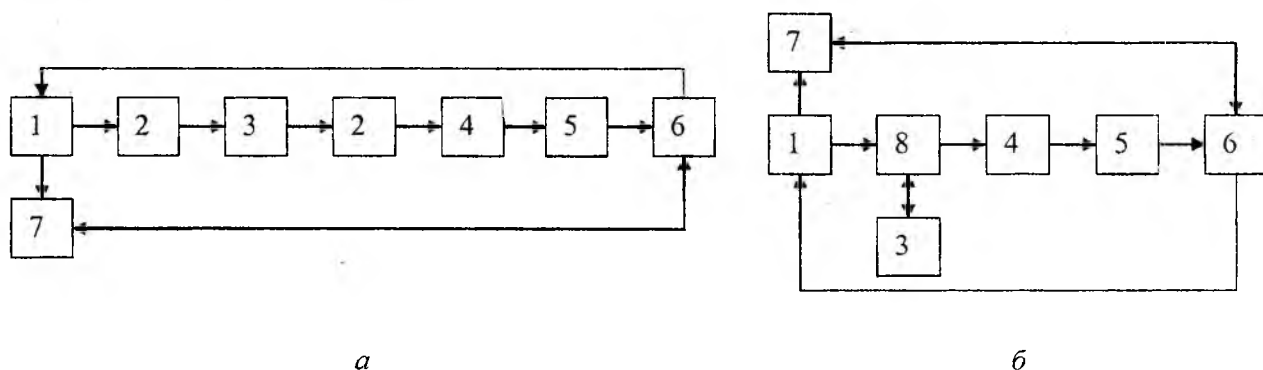


Рис.1 Функциональные схемы прямых методов измерения параметров РИП:
а – проходная схема включения; б – отражательная схема включения

Напряжение сигнала на детекторе может быть представлено соотношением

$$U_{\partial} = P_2 \cdot K_c \cdot K_P^{n/2} \cdot S_{\partial} \cdot R_{\partial}, \quad (3)$$

где P_2 – мощность измерительного СВЧ генератора; K_c – коэффициент передачи согласующих устройств; P_P – коэффициент передачи резонансного измерительного преобразователя (РИП); S_{∂} – коэффициент преобразования (чувствительность) детектора; R_{∂} – сопротивление детекторного диода в рабочей точке; n – степень нелинейности характеристики детектора в рабочей точке.

Коэффициент передачи РИП с учетом коэффициентов связи:

$$K_P = \frac{4\beta_1\beta_2}{(1+\beta_1+\beta_2)^2} \frac{1}{1+a^2}, \quad (4)$$

где β_1, β_2 – коэффициенты связи $\left(\beta_i = \frac{Q_0}{Q_{внi}} = \frac{\overline{P_{внi}}}{P_P} \right)$; Q_0 – собственная добротность резонатора; $Q_{внi}$ – внешняя добротность; $\overline{P_{внi}}$ – средняя мощность потерь в соответствующем элементе связи или мощность, излучаемая из резонатора через соответствующий элемент связи при выключенном источнике сигнала; $\overline{P_P}$ – средняя мощность потерь собственно в резонаторе; $a = Q_n \left(\frac{f}{f_P} - \frac{f_P}{f} \right) \approx 2\Delta f Q_n / f_P$ – обобщенная расстройка; f – частота измерительного генератора; Δf – отклонение частоты измерительного генератора f от резонансной частоты f_P .

Аналогично, для отражательного включения РИП (рис.1, б) с учетом того, что коэффициент отражения описывается формулой [7]:

$$R_P = 1 - \frac{4\beta_1(1+\beta_2)}{(1+\beta_1+\beta_2)^2} \frac{1}{1+a^2}, \quad (5)$$

соответственно

$$R_P = 1 - \frac{4\beta}{(1+\beta)^2} \frac{1}{1+a^2} \quad (6)$$

или при связи, равной критической ($\beta = 1$):

$$R_P = \frac{a^2}{1+a^2}, \quad (7)$$

можно записать:

$$U_{\partial} = P_2 \cdot K_c \cdot S_{\partial} \cdot R_{\partial} \cdot \left(\frac{a^2}{1+a^2} \right)^{n/2} + P_2 \cdot K_{разв} \cdot S_{\partial} \cdot R_{\partial}, \quad (8)$$

где $K_{разв}$ – коэффициент развязки циркулятора (или направленного ответвителя).

Основным преимуществом прямых методов измерения является их схемотехническая простота и возможность работы с достаточно большими уровнями сигналов (за исключением режи-

ма измерения резонансной частоты и ее сдвигов в отражательной схеме включения РИП). В то же время, для обеспечения высокой точности и чувствительности в таких схемах необходимо применение высокостабильных перестраиваемых измерительных СВЧ генераторов и высокочувствительных малошумящих измерителей амплитуд сигналов с выхода детекторов СВЧ. Некоторое повышение чувствительности может быть достигнуто за счет переноса информационного сигнала на промежуточную частоту с помощью высокостабильного гетеродина с последующим его узкополосным усилением и детектированием. Однако в этом случае появляются дополнительные требования к гетеродину (стабильность частоты, собственные шумы), смесительному диоду (коэффициент преобразования, шумы), усилителю промежуточной частоты (полоса пропускания, коэффициент усиления, собственные шумы) и усложняется измерительная схема.

В настоящее время выпускаются универсальные измерительные приборы типа HP-8510C и Agilent 8753ES, Agilent NA-5230A, Agilent E8361A (векторные сетевые анализаторы), которые объединяют в себе элементы 1, 4, 5, 6, 7 (см. рис.1), обеспечивают компьютерную обработку полученных сигналов по заданной программе и позволяют за счет этого проводить прямые измерения информационных параметров с высокой точностью. Однако в силу их дороговизны такие приборы могут быть использованы только в единичных экспериментальных установках.

Методы измерения с АПЧ измерительного генератора

Системы автоподстройки частоты с использованием СВЧ дискриминаторов на основе объемных резонаторов, в качестве которых могут быть использованы резонансные измерительные преобразователи, представляются достаточно перспективными для создания на их основе систем формирования информационных сигналов δf_p и δQ_n .

Для этого используются различные схемы включения РИП в СВЧ тракт (на проход или отражение), а также различные способы выделения указанных изменений.

В ходе выполнения работы были апробированы три возможных варианта формирования сигналов сканирования, которые различаются функционированием СВЧ устройства МСМ и последетекторной обработкой.

Первый вариант, функциональная схема которого может быть представлена нижним каналом схемы, приведенной на рис. 2, носит название СВЧ система МСМ на основе генератора с АПЧ по РИП. Он используется во многих разработках МСМ с резонаторным микрозондом [8-10]. Формирование сигналов сканирования происходит следующим образом.

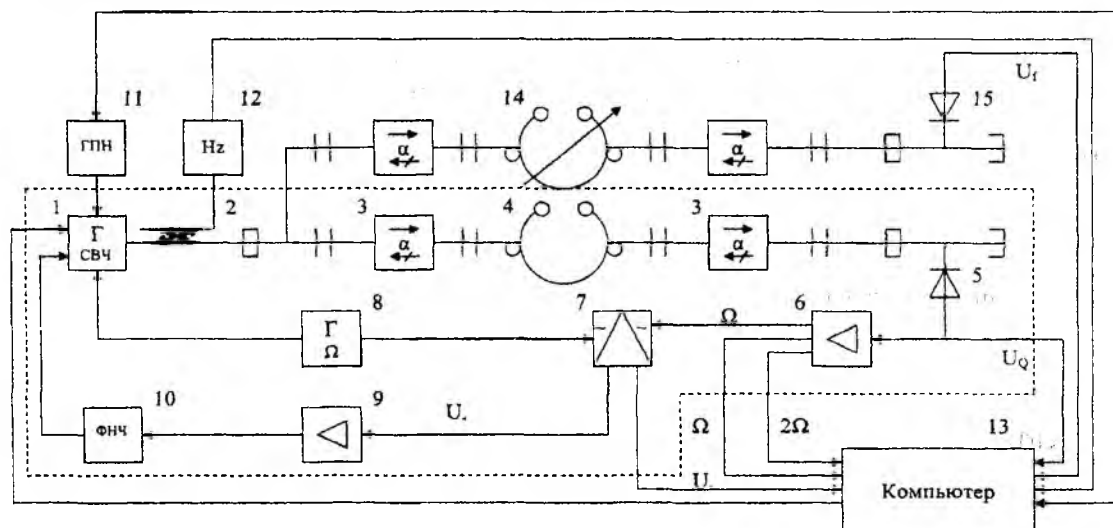


Рис.2. Функциональная схема СВЧ системы на основе генератора с АПЧ по РИП

В качестве задающего СВЧ генератора в МСМ обычно используется твердотельный генератор с возможностью электрической перестройки и модуляцией частоты, который охвачен системой автоматической ее настройки на резонансную частоту РИП модуляционного

типа (выделена на схеме пунктирной линией). Работает рассматриваемая система АПЧ следующим образом. С генератора модулирующей частоты 8 напряжение подается на элемент, управляющий частотой стабилизируемого генератора СВЧ 1 для осуществления неглубокой частотной модуляции. Частотно-модулированный сигнал через развязывающее устройство – ферритовый вентиль 3 поступает в резонатор 4, на выходе которого через ферритовый вентиль включен детектор 5. После детектора сигнал усиливается в усилителе модулирующей частоты 6 и поступает на фазовый детектор 7, куда в качестве опорного напряжения подается напряжение с генератора модулирующей частоты.

При средней частоте генератора, равной резонансной частоте резонатора, напряжение ошибки на выходе детектора отсутствует. Чем больше разность частот генератора и резонатора (вблизи f_0), тем больше амплитуда напряжения модулирующей частоты. При увеличении Δf переменное напряжение достигает максимума, а затем уменьшается. Фаза напряжения промежуточной частоты зависит от знака Δf .

После сравнения сигналов с выхода усилителя частоты модуляции и от опорного генератора модулирующей частоты в фазовом детекторе на его выходе будет присутствовать сигнал ошибки на постоянном токе, величина которого также будет определяться величиной отклонения частоты генератора от частоты резонатора, а полярность – знаком отклонения. После усиления в УПТ 9, фильтрации в ФНЧ 10 сигнал поступает на элемент, управляющий частотой стабилизируемого СВЧ генератора, и перестраивает его до тех пор, пока частота генератора не станет равной частоте резонатора. Ответвитель 2 предназначен для отвлечения части мощности генератора для измерения начального значения частоты с помощью частотомера 12. Генератор пилообразного напряжения 11 используется для предварительной настройки схемы.

При этом сигнал сканирования, связанный с δf , выделяется в виде сигнала ошибки после фазового детектора 7.

Величина его в общем случае определяется выражением

$$\frac{\delta f}{f_0} \cong \frac{\delta f_c}{f_0} \cong \frac{\delta U(\delta f_0) \cdot S}{f_0}, \quad (9)$$

где $\delta U(\delta f_0)$ – напряжение сигнала ошибки, используемое для подстройки частоты измерительного генератора; S – крутизна перестройки частоты измерительного генератора.

Предлагается нормировать сигнал сканирования по величине $\Delta f / f$, измеряемой один раз в установочном эксперименте. В итоге

$$\frac{\delta U(\delta f)}{\Delta U(\Delta f)} = \frac{\delta f / f_0}{\Delta f / f_0}. \quad (10)$$

Сигнал сканирования, связанный с $\delta Q/Q$, выделяется в виде напряжения на СВЧ детекторе на частоте 2Ω , усиливается узкополосным усилителем и далее поступает на систему обработки.

Напряжение сигнала на СВЧ детекторе на частоте 2Ω будет описываться выражением

$$U_{\partial}^{2\Omega} \approx A_0 \cdot 2 \frac{Q_n^2 (\Delta \omega_d)^2}{\omega_0^2}, \quad (11)$$

где $A_0 = \frac{4\beta_1\beta_2 \cdot J_0^2(m) \cdot P_c \cdot K_c \cdot S_{\partial} \cdot R_{\partial}}{(1 + \beta_1 + \beta_2)^2}$; $J_0(m)$ – функция Бесселя первого рода от аргумента m ; $m = \Delta \omega_d / \Omega$ – индекс частотной модуляции; $\Delta \omega_d$ – девиация частоты измерительного генератора; Ω – частота модуляции.

При изменении добротности РИП $\delta Q_H = Q_{H1} - Q_{H2}$:

$$\delta U_{\partial}^{2\Omega} \approx A_0 \cdot 2 \frac{(\Delta\omega_d)^2}{\omega_0^2} (Q_{H1}^2 - Q_{H2}^2) \quad (12)$$

и, соответственно,

$$\frac{\delta U_{\partial}^{2\Omega}}{U_{\partial}^{2\Omega}} \approx \frac{(Q_{H1}^2 - Q_{H2}^2)}{Q_{H1}^2} \quad (13)$$

При $Q_{H1} \sim Q_{H2}$ или $\delta Q_H \ll Q_{H1}, Q_{H2}$

$$\frac{\delta U_{\partial}^{2\Omega}}{U_{\partial}^{2\Omega}} \approx \frac{2\delta Q_H}{Q_{H1}} \text{ или } \frac{\delta Q_H}{Q_{H1}} \approx \frac{\delta U_{\partial}^{2\Omega}}{2U_{\partial}^{2\Omega}} \quad (14)$$

Величину относительного изменения добротности также как для $\delta f / f_0$ (10) можно нормировать по калиброванному изменению добротности для эталонного объекта исследования.

Особенностью рассматриваемых схем формирования сигналов является то, что автоподстройка частоты измерительного СВЧ генератора и работа в режиме совмещения его частоты с резонансной частотой РИП позволяют снизить влияние на информационный сигнал шумов, обусловленных частотными флуктуациями генератора, использование информационного сигнала на частоте 2Ω позволяет уменьшить составляющую шума детектора, пропорциональную $1/f$, а селективное усиление – полюсу усиливаемых шумов.

Оценим величины сигналов на детекторе, соответствующие измеряемым значениям δf и δQ для рассмотренной схемы.

При $\beta = \beta_1 = \beta_2 = 0,5$; $P_s \approx 1 \text{ мВт}$; $K_s \approx 0,9$; $J_0^2(m) \approx 0,96$ (при $m = 0,3$); $S_{\partial} \sim 1 \text{ мА/мВт}$; $R_{\partial} \sim 10^3 \text{ Ом}$ для амплитудного коэффициента A_0 (3), (4) получим соответственно $\sim 0,215 \text{ В}$.

Сигнал ошибки на постоянном токе, связанный с величиной δf , будет пропорционален $(2Q_H \Delta\omega_d / \omega_0)^2$. Оценивая эту величину при $Q_H \sim 10^3$, $\omega_0 \approx 2\pi \cdot 10^{10}$, $\Delta\omega_d \approx 2\pi \cdot 5 \cdot 10^3$, получим $\delta U_f \sim 2,0 \cdot 10^{-7} \text{ В}$.

Такого же порядка величину можно получить для U_Q (12), а для δU_Q соответственно $U_Q(\Delta Q/Q) \text{ В}$ (14) на частоте 2Ω .

Видно, что сигналы $\delta U^{2\Omega}$ при сканировании недостаточно велики для обеспечения высокой чувствительности по неоднородности $\text{tg}\delta$ и связанных с ним других параметров объекта (фотопроводимость, время жизни носителей и т.п.). Увеличение их возможно при увеличении девиации частоты (12), но это, в свою очередь, ведет к нежелательным искажениям информационных сигналов за счет увеличения шумов, обусловленных частотными флуктуациями сигнала генератора, ухудшению спектра ЧМ сигнала и разбалансировке системы АПЧ.

Оставляя схему, приведенную на рис. 2 (нижний канал), практически неизменной, можно величину $\delta f/f$ по-прежнему определять по величине сигнала подстройки частоты генератора с учетом формулы (9), а формирование сигнала $\delta Q/Q$ осуществлять по изменению коэффициента передачи РИП в резонансе.

При этом система АПЧ по РИП используется для поддержания равенства частот измерительного генератора и РИП, а информационный сигнал сканирования получается из вариации амплитуды сигнала, проходящего через РИП и детектируемого детектором 5.

Для сигнала на выходе с учетом (4) и равенства коэффициентов связи ($\beta = \beta_1 = \beta_2$) можно записать

$$U_0 = A_0 \left(\frac{2\beta}{1+2\beta} \right)^2 \frac{P_{вх} - P_{ном.р}}{P_{вх}}, \quad (15)$$

где $P_{вх}$ – мощность входного сигнала; $P_{ном.р}$ – мощность потерь в резонаторе (РИП).

В случае появления дополнительных потерь, связанных со сканируемым образцом $\Delta P_{обр}$, выражение (15) можно переписать в виде

$$U_1 = A_0 \left(\frac{2\beta}{1+2\beta} \right)^2 \frac{P_{вх} - (P_{ном.р} + \Delta P_{обр})}{P_{вх}}. \quad (16)$$

Используя выражения (15) и (16) можно получить

$$\frac{\Delta U}{U_0} = \frac{U_0 - U_1}{U_0} = \frac{(P_{ном.р} + \Delta P_{обр}) - P_{ном.р}}{P_{ном.р}} = \frac{Q_0 - Q_1}{Q_1} = \frac{\Delta Q}{Q_1}, \quad (17)$$

где Q_0, Q_1 – соответствующие добротности РИП.

Из выражения (17) можно получить следующие соотношения:

$$\frac{\Delta U + \delta U}{U_0} = \frac{\Delta U}{U_0} \left(1 + \frac{\delta U}{\Delta U} \right) = \frac{\Delta Q + \delta Q}{Q_1} = \frac{\Delta Q}{Q_1} \left(1 + \frac{\delta Q}{\Delta Q} \right), \quad (18)$$

$$\frac{\delta U}{\Delta U} = \frac{\delta Q}{\Delta Q}, \quad (19)$$

где ΔU – изменение амплитуды выходного сигнала, соответствующее заданному изменению добротности ΔQ ; δU – изменение амплитуды выходного сигнала, соответствующее изменению величины добротности РИП δQ при сканировании.

Видно, что в этом варианте измерительной системы информационный сигнал, связанный с величиной δQ , будет значительно больше, чем в первом случае.

Третий вариант формирования сигналов сканирования $\delta f/f$ и $\delta Q/Q$ реализуется на основе схемы, приведенной на рис. 2.

Оставив в качестве задающего СВЧ генератор с системой АПЧ по РИП, предлагается использовать формирование сигнала $\delta Q/Q$ по изменению напряжения удвоенной частоты модуляции при настройке на частоту резонанса РИП, а $\delta f/f$ определять по изменению коэффициента передачи дополнительного высокодобротного резонатора, используемого как дискриминатор. Для этого его рабочая точка должна находиться в точке максимальной крутизны АЧХ.

Определение величины δQ осуществляется с помощью одного из каналов схемы, который представляет собой измеритель, описанный выше.

Второй канал используется для преобразования изменений частоты генератора, происходящих при отслеживании системой АПЧ изменений частоты РИП, в пропорциональные изменения амплитуды, которые фиксируются с помощью детектора 15. Для этого в канал включается настраиваемый высокодобротный резонатор 14.

Значение частоты, соответствующей максимальному преобразованию изменений частоты в изменения амплитуды, можно определить для АЧХ настраиваемого резонатора при анализе первой и второй производных его передаточной функции по обобщенной расстройке. Экспериментально настройка на рабочую точку резонатора 14 осуществляется по максимальной величине сигнала на частоте модуляции системы АПЧ, фиксируемой с помощью детектора 15.

Для второго канала измерительной схемы в случае настройки дополнительного резонатора 14 на максимальное преобразование изменений частоты в изменения амплитуды (выполняется при $a = 1$) можно получить

$$U_{\partial} \cong A \frac{4}{\left[1 + \left(1 \pm \frac{2Q_H \Delta\omega}{\omega_0} \right)^2 \right]^3} \left(1 \pm \frac{2Q_H \Delta\omega}{\omega_0} \right), \quad (20)$$

где ω_0 – значение резонансной частоты настраиваемого резонатора; $\Delta\omega$ – изменение частоты измерительного генератора в результате срабатывания системы АПЧ на изменение частоты РИП.

При $\Delta\omega \ll \omega_0$ из (20) можно получить

$$U_{\partial} \cong \frac{A}{2} \left(1 \mp \frac{4Q_H \Delta\omega}{\omega_0} \right). \quad (21)$$

Соответственно

$$\frac{\delta U_{\partial}}{U_{\partial}} = \frac{\delta\omega}{\Delta\omega} = \frac{\delta f}{\Delta f}. \quad (22)$$

Оценим величины сигналов на детекторе, соответствующие измеряемым значениям δf и δQ для рассмотренных схем.

Для второго варианта измерительной схемы при тех же технических параметрах, что и в первом случае, получим также $\delta U_f \sim 2,0 \cdot 10^{-7} B$, $\delta U_Q \sim 5 \cdot 10^{-2} \cdot (\Delta Q/Q) B$ (15-17).

В третьем варианте измерительной схемы сигнал, пропорциональный δU_Q , будет порядка $2,0 \cdot 10^{-7} B$ при использовании для анализа сигнала удвоенной частоты модуляции (как в первом варианте) и $\sim 5 \cdot 10^{-2} \cdot (\Delta Q/Q) B$ при анализе изменения величины коэффициента передачи (второй вариант измерительной схемы), а сигнал $\delta f \sim 0,4 \cdot 10^{-4} B$ (21).

Работоспособность рассмотренных схем с использованием системы АПЧ измерительного генератора по РИП проверялась на макете микроволнового микроскопа с РИП трехсантиметрового диапазона. Были получены значения амплитуд информационных сигналов от $10^{-7} B$ до $10^{-5} B$ в зависимости от изменений резонансной частоты и добротности РИП и применяемой схемы измерения, что соответствует проведенным оценкам. Система АПЧ устойчиво работала при изменениях резонансной частоты РИП до 10 МГц.

Выводы

Таким образом, видно, что третья схема позволяет получать на детекторе амплитуды сигналов, значительно превышающие аналогичные сигналы в первой схеме и сигнал, соответствующий δf в первой и второй. Однако реализация такой схемы требует включения дополнительных элементов (разветвитель на два канала, согласующие устройства, дополнительный настраиваемый резонатор, детектор). Кроме того, поскольку информационные сигналы формируются на постоянном токе, на них будут дополнительно накладываться собственные $1/f$ шумы детектора, а для их усиления необходимо использовать усилители постоянного тока, также добавляющие шумы, усиливаемые в полосе частот, в полезный сигнал.

Использование информационных сигналов на частотах модуляции позволяет уменьшить вклад шумов за счет селективного усиления и выбора частоты модуляции. Амплитуда информационных сигналов на частотах модуляции может быть повышена на два-три порядка за счет увеличения девиации частоты, однако это, в свою очередь, может привести к ухудшению спектральных характеристик сигнала измерительного генератора за счет увеличения индекса ЧМ.

Особенностью всех трех схем является также то, что информационные сигналы сканирования будут индцироваться на детекторе при одновременном присутствии сигнала посто-

нной составляющей порядка 0,2 В, которая, в свою очередь, будет определять положение рабочей точки детектора и может регулироваться изменением мощности измерительного генератора с помощью аттенюаторов.

Список литературы: 1. *Microwave Electronics. Measurements and Materials Characterization* / L.F. Chen, J.K. Ong, C.P. Neo et al. John Wiley & Sons, Ltd., 2004. 537p. 2. *Rosner B. High-frequency near-field microscopy* / B. Rosner, D.V. Van der Weide // *Review of Scientific Instruments*. 2002. v.73, N7. P. 2505–2525. 3. *Менде Ф.Ф. Сверхпроводящие и охлаждаемые резонансные системы* / Ф.Ф. Менде, И.Н. Бондаренко, А.В. Трубицын К.: Наукова думка, 1976. 272с. 4. *Масолов В. Методы и средства измерения добротности СВЧ резонаторов* / В. Масолов, В. Константинов // *Образцовые и высокоточные средства измерений*. Обз. инф. Госкомитет СССР по управлению качеством 1990. №2 С. 1–48. 5. *Кудряшов С.А. Панорамный метод измерения добротности резонаторов* / С.А. Кудряшов, А.А. Никитин // *Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ*. 1991. Вып. 1 (435). С. 54–55. 6. *Petersan P.J. Measurement of resonant frequency and quality factor of microwave resonators: Comparison of methods.* / P.J. Petersan, M. Anlage // *Journal of Applied Physics*. 1998. v. 84, N6 P. 3392–3402. 7. *Альтман Дж. Устройства СВЧ* / Дж. Альтман. М.: Мир., 1968. 487с. 8. *Steinhauer D.E. Quantitative imaging of sheet resistance with a scanning near-field microwave microscope* / D.E. Steinhauer, C.P. Vlahacos, S.K. Dutta et al. // *Appl. Phys. Lett.* 1998. v. 72, N7. P. 861–863. 9. *Anlage S.M. Superconducting material diagnostics using a scanning near-field microwave microscope* / S.M. Anlage, D.E. Steinhauer, C.P. Vlahacos et al. // *IEEE Trans. on Appl. Superconductivity*. 1999, v. 9, N2. P. 4127–4132. 10. *Imtiaz Atif. Effect of tip geometry on contrast and spatial resolution of near-field microwave microscope* / Atif Imtiaz, S.M. Anlage // *Jorn. of Appl. Phys.* 2006. 100, 044304.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 05.08.2009

ФОТОННЫЕ КРИСТАЛЛЫ И МИКРОРЕЗОНАТОРЫ НА ОСНОВЕ АНИЗОТРОПНОГО МЕЗОПОРИСТОГО КРЕМНИЯ

Введение

Впервые пористый кремний (*por-Si*) был получен А. Улиром в 1956 г. в ходе исследования процесса электрохимической полировки поверхности кремния в водных растворах HF [1], но интенсивное изучение его уникальных свойств началось сравнительно недавно, лишь после обнаружения фотолюминесценции в видимом диапазоне спектра [2].

В настоящее время *por-Si* находит широкое применение во многих устройствах интегральной оптики, среди которых можно отметить: фотонные кристаллы (ФК) [3], микрорезонаторы [4], волноведущие структуры [1], фотодетекторы [5], сенсоры [6] и др.

Как известно, пленки *por-Si* можно изготовить при помощи анодного электрохимического травления пластин монокристаллического кремния [7]. При электрохимическом травлении твердых тел происходит рост пор нанометрового размера и формирование нанокристаллов. Благодаря этому, данный процесс стал одним из способов создания оптических сред с новыми свойствами. К числу преимуществ данной методики получения наноструктур следует отнести быстроту и контролируемость процесса, а также его невысокую стоимость. В том случае, когда характерные размеры пор и нанокристаллов много меньше длины волны, наноструктурированный материал можно рассматривать как однородную оптическую среду, обладающую некоторым эффективным показателем преломления, отличным от показателей преломления веществ, образующих наноструктуру (т.н. модель эффективной среды).

Выбирая параметры электрохимической обработки, возможно в широких пределах управлять оптическими свойствами (показателем преломления, величиной двулучепреломления) и толщиной пленок пористых материалов, чтобы создать оптические среды и устройства с требуемыми свойствами. Пористость P и эффективный показатель преломления $n_{eff} = \sqrt{\epsilon_{eff}}$ пористого кремния определяются плотностью тока электрохимического травления, таким образом,

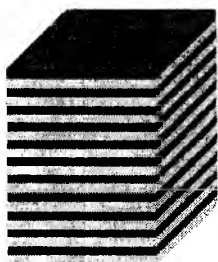


Рис.1

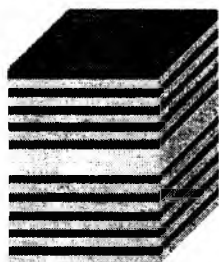


Рис. 2

периодически варьируя эту величину, мы можем получить структуру с чередующимися слоями различной пористости и, следовательно, различными показателями преломления. Таким образом, будет сформирован одномерный ФК (рис. 1), или как его еще принято называть распределенный Брегговский отражатель (РБО). Когда между двумя РБО находится полуволновой слой, получаем микрорезонатор (рис. 2).

Как показано в работе [7], слои мезопористого кремния с размерами пор приблизительно 10-30 нм, созданные на подложке монокристаллического кремния с низкой симметрией поверхности, обладают свойствами отрицательного одноосного кристалла с величиной двулучепреломления $\Delta n = n_o - n_e$ вплоть до 0.24 (здесь n_o и n_e – показатели преломления для обыкновенного и необыкновенного лучей соответственно). Как следует из результатов данной работы, величина наведенного двулучепреломления зависит от пористости материала. Увеличение пористости сопровождается уменьшением эффективных показателей преломления для обыкновенной и необыкновенной волн и увеличением их разности, что приводит к возрастанию величины двулучепреломления.

Таким образом, мезопористый кремний характеризуется значительной величиной анизотропии показателей преломления, что оказывает влияние на оптические характеристики уст-

роиств на его основе. Поэтому, представляется необходимым и актуальным теоретическое исследование данного влияния, что и является целью данной работы.

Следует отметить, что пористый кремний представляет собой «комплексную» диэлектрическую среду, диэлектрические свойства которой зависят как от структуры его решетки, так и от газа, абсорбированного в поры. При теоретическом моделировании подобных сред используют так называемую модель эффективной среды, которая позволяет заменить реальную структуру, содержащую расположенные случайным образом регионы с различными показателями преломления, средой с одним, эффективным, показателем преломления. Таким образом, при численном моделировании необходимо получить адекватную модель исследуемой среды, для этого чаще всего, применяют одну из трех моделей:

– модель Бруггемана [8]

$$(1-P) \frac{\epsilon_{Si} - \epsilon_{eff}}{\epsilon_{Si} + 2\epsilon_{eff}} + P \frac{\epsilon_{void} - \epsilon_{eff}}{\epsilon_{void} + 2\epsilon_{eff}} = 0; \quad (1)$$

– модель Максвелла-Гарнета [9]

$$(1-P) \frac{\epsilon_{Si} - \epsilon_{void}}{\epsilon_{Si} + 2\epsilon_{void}} = \frac{\epsilon_{eff} - \epsilon_{void}}{\epsilon_{eff} + 2\epsilon_{void}}; \quad (2)$$

– модель Лойенга [10]

$$\epsilon_{eff}^{1/3} = (1-P) \epsilon_{Si}^{1/3} + P \epsilon_{void}^{1/3}. \quad (3)$$

Модели (1) – (3) позволяют определить эффективную диэлектрическую проницаемость среды ϵ_{eff} на основании следующих, известных, величин: диэлектрической проницаемости кремния ϵ_{Si} , диэлектрической проницаемости газа заполняющего поры ϵ_{void} (в нашем случае поры заполнены воздухом) и пористости среды P .

В данной работе при расчете эффективной диэлектрической проницаемости пористого кремния использована модифицированная модель Бруггемана [11], которая учитывает форму кремниевых нанокристаллов и форму пор:

$$(1-P) \frac{\epsilon_{Si} - \epsilon_{eff}}{\epsilon_{eff} - L \left(\epsilon_{Si} - \epsilon_{eff} \right)} + P \frac{\epsilon_{void} - \epsilon_{eff}}{\epsilon_{eff} - L \left(\epsilon_{void} - \epsilon_{eff} \right)} = 0. \quad (4)$$

В (4) L – фактор деполяризации, зависящий от формы кремниевого нанокристалла и поляризации падающего излучения (в общем случае L представляет собой тензор). Сравнение экспериментальных данных [11] и результатов расчетов по формуле (4) демонстрирует хорошее совпадение для случая, когда кремниевые нанокристаллы и поры предполагаются имеющими форму эллипсоидов вращения. Для эллипсоидов вращения величина L определяется соотношением полуосей эллипсоида.

В данной работе представлена физико-математическая модель, описывающая одномерные микроструктуры оптического диапазона на основе анизотропного мезопористого кремния. При теоретическом моделировании был использован метод скаляризации электромагнитного поля [12], в результате чего исходная векторная задача дифракции электромагнитного поля была сведена к краевой задаче для двух скалярных потенциалов. Среди основных преимуществ метода скаляризации по сравнению с методами, основанными на технике исключения компонент поля (например, бескоординатный метод [13] и метод исключения компонент напряженностей электромагнитного поля, параллельных оси стратификации [14]), отметим, что векторы напряженностей электромагнитного поля в анизотропной среде удастся выразить через две скалярные величины – потенциалы. Существенно, что представление амплитуд элек-

ромагнитного поля через скалярные потенциалы, равно как и формулировка задачи для скалярных потенциалов, не зависит от специального выбора координатной системы, в которой определяются диады материальных параметров. Кроме того, нет необходимости в использовании матричного исчисления: искомые физические величины выражаются непосредственно через решения краевой задачи для скалярных потенциалов. Основным же достоинством данного метода является возможность единообразного рассмотрения однородных, кусочно-однородных и непрерывно-неоднородных плоскостойких анизотропных сред.

Отметим, что для однородного произвольно анизотропного слоя, а также для слоя, материальные параметры которого непрерывно изменяются вдоль оси стратификации в соответствии с заданным законом, возможно аналитическое решение задачи рассеяния плоской волны. Нахождение и анализ такого решения могут оказаться достаточно трудоемкими. В этой связи представляется целесообразным разработка эффективных численных алгоритмов вычисления коэффициентов отражения и прохождения плоской волны. В настоящей работе предложен численный алгоритм на основе метода конечных разностей [15].

В качестве результата численного моделирования приведены спектральные характеристики для одномерных ФК и микрорезонаторов с учетом эффекта двулучепреломления.

Постановка задачи

Модель для исследования спектральных характеристик микроструктур на основе пористого кремния (рис. 3), представляет собой анизотропную плоскостойкую среду занимающую область: $-\infty < x, y < \infty$, $-b < z < 0$, помещенную на полубесконечную проницаемую для электромагнитного поля однородную подложку с материальными параметрами ϵ_c и $\mu_c = 1$

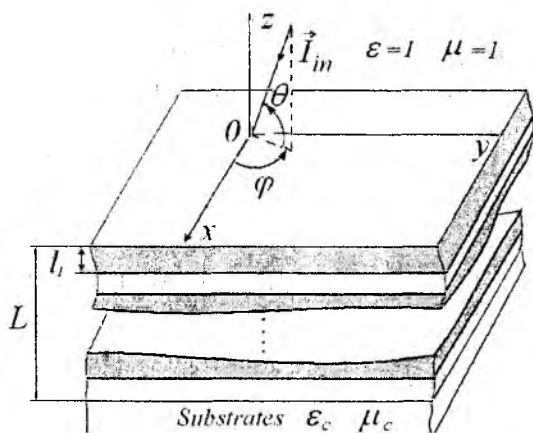


Рис. 3

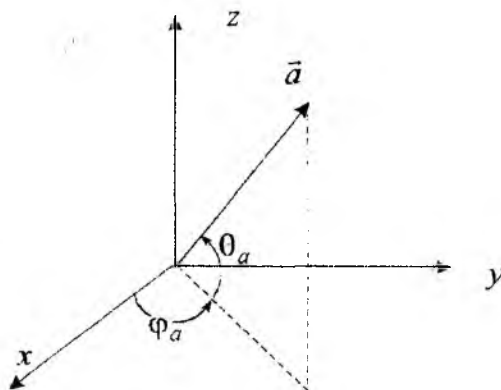


Рис. 4

Среда состоит из N слоев мезопористого кремния с произвольной пористостью P_j ($j = 1, 2, \dots, N$), каждый из слоев характеризуется толщиной h_j , а также диэлектрической и магнитной проницаемостями (причем $\mu_j = 1$). Будем считать, что в пределах каждого слоя анизотропный материал является одноосным с произвольной ориентацией оптической оси. В произвольной точке пространства диэлектрическая проницаемость материала определяется следующим образом:

$$\hat{\epsilon}(z) = \epsilon_{\perp}(z) \hat{I} + (\epsilon_{\parallel}(z) - \epsilon_{\perp}(z)) \bar{a} \bar{a}, \quad (5)$$

где \hat{I} – единичная диада; \bar{a} – единичный вектор в направлении оптической оси, в декартовой системе координат он имеет следующие компоненты:

$$\bar{a} \equiv \bar{a}(z) = (\cos \theta_a \sin \varphi_a, \cos \theta_a \cos \varphi_a, \sin \theta_a). \quad (6)$$

Для ясности угол скольжения θ_a и азимутальный угол φ_a , определяющие направление оптической оси, показаны на рис. 4, при этом:

$$-\pi/2 \leq \theta_a \leq \pi/2, \quad 0 \leq \varphi_a \leq 2\pi. \quad (7)$$

Также считаем, что падающая (s или p поляризованная) плоская волна приходит из свободного полупространства $z > 0$ в направлении единичного вектора \vec{l}_{in} , которое определяется углом скольжения θ и азимутальным углом φ (см. рис. 3):

$$\vec{l}_{in} = (\cos \theta \cos \varphi, \cos \theta \sin \varphi, -\sin \theta), \quad (8)$$

$$-\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2, \quad 0 \leq \varphi \leq 2\pi.$$

При теоретическом моделировании был использован метод скаляризации электромагнитного поля [12] в комплексе с методом конечных разностей [15]. В результате была получена система линейных алгебраических уравнений, решая которую находим неизвестные коэффициенты прохождения и отражения для исследуемой структуры.

Для случая s - поляризации данная система имеет вид

$$\begin{cases} x_N \left(1 - ik_0 b \lambda_{ss}^{(a)} \right) - x_{N-1} - ik_0 b \lambda_{sp}^{(a)} y_N = f_{ss}, \\ -ik_0 b \lambda_{ps}^{(a)} x_N + y_N \left(1 - ik_0 b \lambda_{pp}^{(a)} \right) - y_{N-1} = 0; \\ A_j x_{j+1} + B_j x_j + C_j x_{j-1} + D_j y_{j+1} + F_j y_j + G_j y_{j-1} = 0, \\ P_j x_{j+1} + Q_j x_j + R_j x_{j-1} - K_j y_{j+1} - L_j y_j - M_j y_{j-1} = 0, \\ (j=1, 2, \dots, N-1); \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} x_1 - x_0 \left(1 + ik_0 b \lambda_{ss}^{(u)} \right) - ik_0 b \lambda_{sp}^{(u)} y_0 = f_{ss}, \\ y_1 - y_0 \left(1 + ik_0 b \lambda_{pp}^{(u)} \right) - ik_0 b \lambda_{ps}^{(u)} y_0 = 0. \end{cases}$$

В (9) использованы следующие обозначения: k_0 – волновое число в вакууме; b – толщина микроструктуры; x_0, \dots, y_N – неизвестные, $A_j, \dots, M_j, f_{ss}, \lambda_{ss}^{(a)}, \dots, \lambda_{pp}^{(u)}$ – комплексные величины, зависящие от: $k_0, b, \hat{\varepsilon}(z), \mu_j, \theta_a, \varphi_a, \theta, \varphi$.

Для p - поляризации система уравнений имеет подобный вид (9).

Неизвестные коэффициенты прохождения и отражения получаем из данной системы следующим образом:

– p поляризация:

$$R_{pp} = y_{N-1}, \quad R_{sp} = x_N, \quad T_{pp} = y_0, \quad T_{sp} = x_0. \quad (10)$$

– s поляризация:

$$R_{ss} = x_{N-1}, \quad R_{ps} = y_N, \quad T_{ss} = x_0, \quad T_{ps} = y_0. \quad (11)$$

В формулах (10), (11) введены комплексные коэффициенты отражения $R_{\nu\xi}$ и прохождения $T_{\nu\xi}$ ($\nu, \xi = p, s$). Они зависят от частоты падающего излучения, углов θ и φ , а также прочих геометрических параметров задачи. Коэффициенты с совпадающими индексами ($\nu = \xi$) описывают преобразование падающей волны в волну с той же поляризацией, а коэффициенты с разноименными индексами ($\nu \neq \xi$) – в волну ортогональной поляризации. В принятой нами записи $R_{\nu\xi}, T_{\nu\xi}$ левый индекс ν отвечает отраженной или прошедшей

волне, а правый ξ – падающей. Заметим, что присутствие “перекрестных” коэффициентов отражения R_{sp}, R_{ps} и прохождения T_{sp}, T_{ps} , которые ответственны за деполяризацию падающей волны s - или p -поляризованной волны, является характерной особенностью анизотропных материалов [13].

Численные результаты

В данной части работы приведены результаты численного моделирования, иллюстрирующие влияние анизотропии и неоднородности материала слоев исследуемых структур на закономерности дифракции нормально падающей плоской электромагнитной волны.

Были исследованы два типа структур – фотонный кристалл и микрорезонатор на основе мезопористого кремния. Первая структура состоит из шести пар анизотропных слоев. Строительным блоком являются два слоя с пористостью 80 и 70 % соответственно. Эффективные показатели преломления структуры, отвечающие данной пористости, получены из (4) и составляют: $n_1 = 1,39$, $n_2 = 1,58$. Физическая толщина слоев выбиралась таким образом, чтобы оптическая толщина была равной $\lambda_c/4$, где λ_c – Брегговская длина волны, которая совпадает с центром ФЗЗ при нормальном падении ($\theta = 90^\circ$). В нашем случае $\lambda_c = 800$ нм. Величины анизотропии показателей преломления для данного случая составляют $\Delta n_1 = 0.07$ и $\Delta n_2 = 0.08$ соответственно [16]. Расчеты проведены для случая, когда оптические оси всех слоев структуры ориентированы в одном и том же направлении (при расчетах использовано значение угла скольжения $\theta_a = 45^\circ$).

Микрорезонатор образован двумя РБО (состоящими из 6 пар слоев каждый), разделенных между собой слоем с оптической толщиной $\lambda_c/2$.

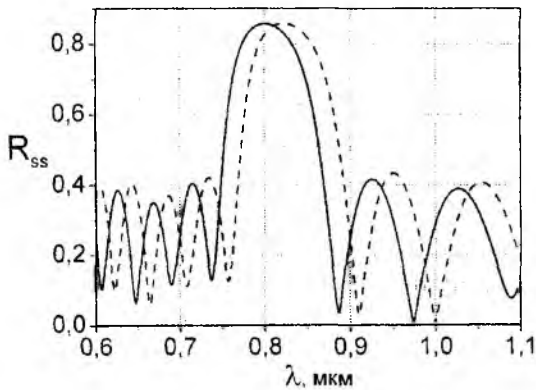


Рис. 5

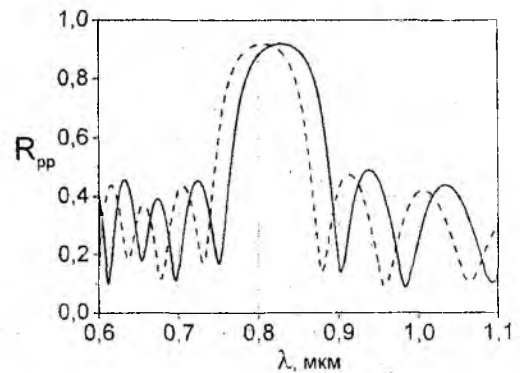


Рис. 6

Как было указано, физико-математическая модель взаимодействия плоской электромагнитной волны с исследуемыми структурами исчерпывающим образом может быть описана в терминах амплитудных коэффициентов прохождения и отражения. Причем одна из важных особенностей явлений дифракции плоских волн в слоистых анизотропных средах заключается в том, что линейно поляризованные волны при отражении и прохождении приобретают поперечную эллиптическую поляризацию.

На рис. 5 – 7 представлены спектры отражения s - и p -поляризованных плоских волн от фотонного кристалла (рис. 5 – 6) и микрорезонатора (рис. 7) для случаев, когда азимутальный угол φ_a , определяющий положение оптической оси, принимает значения 0° (сплошные кривые на рисунках) и 90° (пунктирные кривые).

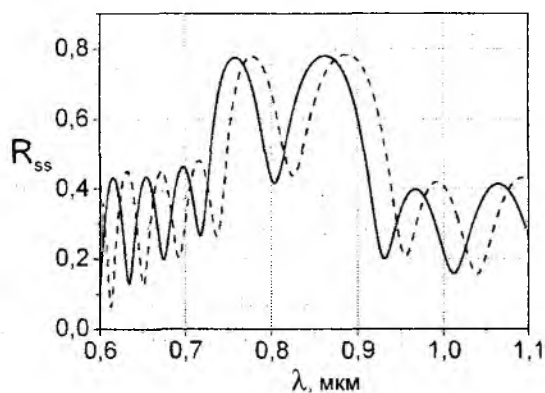


Рис. 7

На рис. 7 представлены спектры отражения s -поляризованной волны от микрорезонатора. В данном случае наблюдается ФЗЗ с коэффициентом отражения 0,79 в диапазоне длин волн 720 (735) – 931 (955) нм и наличием микрорезонаторной моды на длине волны 803 (824) нм.

Как следует из данных зависимостей, спектральное положение краев ФЗЗ, а также положение пиков пропускания в фотонных запрещенных зонах изменяются при изменении положения оптической оси структуры по отношению к плоскости падения s - (или p -) поляризованной плоской волны, что и обуславливается анизотропией среды. Наибольший сдвиг достигается при азимутальном угле $\varphi_a = 90^\circ$ и составляет порядка 20 нм, что согласуется с результатами экспериментальной работы [16].

На рис. 8 представлены спектры отражения s - (сплошная кривая) и p - (пунктирная кривая) поляризованного излучения от микрорезонатора. Данный рисунок соответствует азимутальному углу $\varphi_a = 0^\circ$. Спектры отражения демонстрируют наличие фотонных запрещенных зон и микрорезонаторных мод внутри ФЗЗ для обеих поляризаций. Как следует из рисунка, изменение поляризации падающего излучения приводит к сдвигу микрорезонаторной моды внутри фотонной запрещенной зоны и этот сдвиг может достигать 30 нм. Данный эффект также является проявлением двулучепреломления и может быть использован для разделения поляризаций падающего излучения.

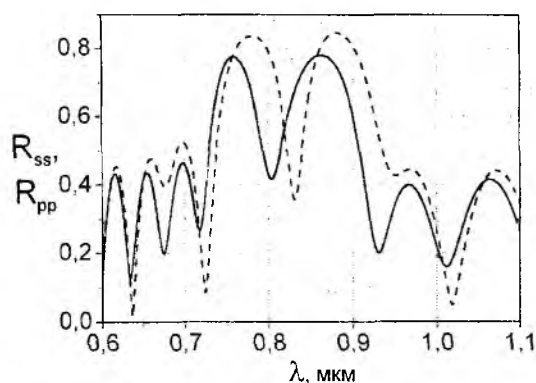


Рис. 8

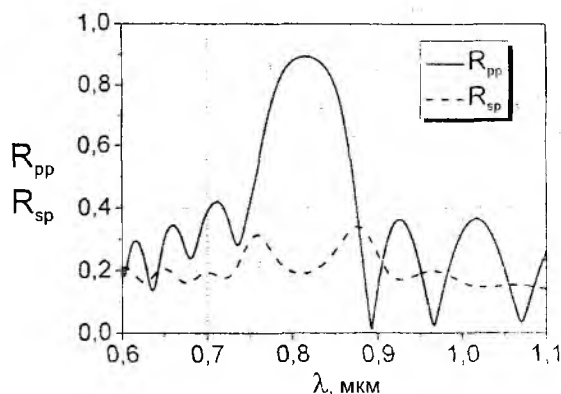


Рис. 9

Рис. 9 содержит спектры отражения p -поляризованного излучения от ФК для случая, когда азимутальный угол φ_a , определяющий положение оптической оси в каждом из слоев структуры, удовлетворяет соотношению $\varphi_a \neq m \cdot \pi/2$, ($m = 0, 1, 2, 3, 4$). В данном случае имеет место преобразование падающей плоской волны как в волну с той же поляризацией, так и в волну с ортогональной поляризацией, что является еще одним проявлением эффекта дву-

лучепреломления. При расчетах выбрано значение угла $\varphi_a = 45^\circ$, при котором наблюдается максимальное преобразование падающей волны.

Выводы

Проведено теоретическое исследование спектральных характеристик одномерных фотонных кристаллов и микрорезонаторов на основе анизотропного мезопористого кремния и выявлены закономерности дифракции плоских волн на таких структурах.

Полученные результаты могут быть использованы при проектировании устройств интегральной оптики на основе мезопористого кремния. В частности, такие структуры могут быть использованы:

- как полуволновые и четвертьволновые фазовые пластинки;
- спектрально- и поляризационно-селективные элементы (фильтры);
- электрически перестраиваемые фильтры – в этом случае требуется заполнение пор жидкими кристаллами;

Список литературы: 1. *A. Uhler.* // Bell Syst. Tech. J. 1956. Vol. 35. P. 333. 2. *L.T. Canham.* // Appl. Phys. Lett. 1990. Vol. 57. P. 1046. 3. *Joannopoulos, J. D., R. D. Meade, and J. N. Winn.* Photonic Crystals, Molding the Flow of Light. Princeton University Press. 1995. 4. *N. Samuoliene, E. Šatkovskis.* Reflectivity Modelling of All-Porous-Silicon Distributed Bragg Reflectors and Fabry-Perot Microcavities // Nonlinear Analysis: Modelling and Control. 2005. Vol. 10, No. 1, PP. 83–91. 5. *J. P. Zheng K. L. Jiao, W. P. Shen, W. A. Anderson, H. S. Kwok.* Highly Sensitive Photodetector Using Porous Silicon // Applied Physics Letters, 1992. Vol. 61. P. 459 – 461. 6. *S. Chan, S. R. Horner, P. M. Fauchet, and B. L. Miller.* Identification of Gramnegative Bacteria Using Nanoscale Silicon Microcavities // Journal of the American Chemical Society. 2001. Vol. 123. PP. 11797 – 11798. 7. *D. Kovalev, G. Polisski, J. Diener, H. Heckler, N. Künzner, V. Yu. Timoshenko, and F. Koch.* Strong In-plane Birefringence of Spatially Nanostructured Silicon // Applied Physics Letters., 2001. Vol. 78, P. 916. 8. *D.A.G. Bruggeman.* Berechnung Verschiedener Physikalischer Konstanten von Heterogenen Substanzen // Ann. Phys. (Leipzig). 1935. Vol. 24. P. 636 – 679. 9. *J. C. Maxwell Garnett* // Phil.Trans. R. Soc. Lond. 203. 1904. PP. 385 – 420. 10. *H. Looyenga.* // Physica. 1965. Vol. 31. PP. 401 – 406. 11. *Spanier J.E., Heman I.P.* // Phys. Rev. B. 2000 Vol. 61. No. 10. P. 437. 12. *S.N. Shulga and other.* Calculation of the Coefficients of Reflection and Transmission of a Plane Electromagnetic Wave for an Inhomogeneous Gyrotropic Layer by the Finite-Difference Method // Journal of Communications Technology and Electronics. 2000. Vol. 45. No. 6. PP. 662 – 669. 13. *Федоров М.И.* Оптика анизотропных сред. Минск: Изд. АН БССР, 1958. 380 с. 14. *Berreman D.W.* Optics in stratified and anisotropic media: 4×4-matrix formulation // J. Opt. Soc. Am. 1972. Vol. 62, No. 4. P. 502 – 510. 15. *Самарский А.А., Гулин А.В.* Численные методы. М.: Наука, 1989. 432 с. 16. *Aktsipetrov O.A., Dolgova T.V., Soboleva I.V. and Fedyanin A A.* Anisotropic Photonic Crystals and Microcavities Based on Mesoporous Silicon // Physics of the Solid State. 2005. Vol.47, No.1, PP. 156-158.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники
Харьковский национальный университет
им. В.Н. Каразина

Поступила в редколлегию 18.06.2009

ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ РЕЗОНАНСНОЕ КОЛЬЦО В ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ

Введение

Открытие резонансных эффектов в диэлектрических неоднородностях малых размеров (в сравнении с длиной электромагнитной волны), изготовленных из материалов с высокой диэлектрической проницаемостью ϵ и малыми потерями, привело не только к значительному росту научных публикаций теоретического и экспериментального характера, но и к созданию различных уникальных малогабаритных радиоэлектронных устройств. Эти устройства синтезируются на основе диэлектрических резонансных рассеивателей (ДРР) [1-4]. Основной характерной особенностью ДРР, размещенных в волноводных линиях передачи СВЧ диапазона, является возникновение парных резонансов – отражения и прохождения.

Актуальность исследования резонансного рассеяния электромагнитных волн на диэлектрических включениях малых размеров не потеряла своего значения, поскольку остаются открытыми и требуют дальнейших систематических исследований и объяснений ряд особенностей, которые имеют место при взаимодействии волны с такими включениями. Так, например, в работе [5] было отмечено, что резонансы в диэлектрических неоднородностях представляют собой объемные эффекты. А это означает, что в возникновении резонансов существенную роль играют не только электродинамические параметры ($\epsilon, \text{tg } \delta$), геометрические размеры и форма рассеивателя, но также и его масса. Это нашло подтверждение при исследовании рассеяния волн на диэлектрическом цилиндре и тонкостенной трубке одинаковых геометрических размеров (длина, внешний диаметр), эквивалентных объемов, с одинаковым соотношением осей, изготовленных из одного и того же диэлектрика с большим ϵ и малым $\text{tg } \delta$ [6]. Было установлено, что резонансные картины для этих двух тел существенно различаются.

Из приведенных в работе [6] результатов следует, что масса тела играет существенную роль в формировании резонансной картины. К тому же из сопоставления экспериментальных результатов для этих тел возникает необходимость дальнейшего систематического экспериментального исследования резонансного рассеяния электромагнитных волн на диэлектрических кольцеобразных включениях малых размеров в линиях передачи, что важно для практических целей, поскольку кольцеобразные ДРР используются при решении проблемы миниатюризации радиоэлектронных устройств и их электромагнитной совместимости.

Цель работы – экспериментальное исследование резонансного рассеяния электромагнитных волн на диэлектрических кольцах, расположенных в прямоугольном волноводе. Кольца были изготовлены из диэлектрика с $\epsilon = 88, \text{tg } \delta = 0,001$. Разность между внешним и внутренним диаметрами кольца составляла $\gamma = 0,8$ мм. Толщина самих колец l изменялась последовательным шлифованием через 0,2 - 0,3 мм от 6 до 1 мм. Внешние диаметры использовавшихся в эксперименте колец, были следующими: $D = 5,76; 6,1; 6,45; 6,6; 7,2$ и $7,4$ мм.

Основная часть

Исследования проводились на волне H_{10} с помощью панорамных автоматических измерителей коэффициентов стоячих волн ($K_{CT}U$). Кольца размещали на подложке из пенопласта в геометрическом центре поперечного сечения стандартных волноводов $12,6 \times 28,5$ мм² и 15×35 мм², что обеспечивало диапазон исследований длин волн от 2,4 до 5,38 см. Были изучены зависимости $K_{CT}U$ от длины электромагнитной волны для трех наиболее характерных позиций кольца в геометрическом центре поперечного сечения волновода:

- плоскости кольца параллельны плоскости поперечного сечения волновода ($\theta = 0, \varphi = 0$);

- плоскости кольца параллельны H – плоскости волновода ($\varphi = 90^0$);
- плоскости кольца параллельны E – плоскости волновода ($\theta = 90^0$).

Здесь θ – угол между продольной осью волновода и осью, проходящей перпендикулярно плоскости кольца через его центр, при вращении ДРР вокруг оси, перпендикулярной широким стенкам волновода. Угол φ – это угол между той же осью кольца и продольной осью волновода, но при вращении ДРР вокруг оси перпендикулярной узким стенкам волновода.

Ниже приведены результаты исследований для этих трех ориентаций колец в волноводе.

Ориентация колец в плоскости поперечного сечения волновода ($\theta = 0, \varphi = 0$)

Такая ориентация колец в геометрическом центре поперечного сечения волновода характеризуется тем, что в рассматриваемом диапазоне длин волн для колец диаметром 5,76 мм при изменении их толщины l от 1 до 2,5 мм наблюдается формирование резонанса отражения магнитного типа первого порядка в области длины волны 2,42 см. Величина $K_{CT}U$ при резонансе не превышает 1,7...2,1. Однако уже при $l > 2,5$ мм резонансные значения $K_{CT}U$ значительно возрастают, а сами резонансы по мере увеличения толщины колец смещаются в длинноволновую область. В табл. 1 приведены измеренные значения резонансных длин волн резонансов отражения и $K_{CT}U$ на этих длинах волн для колец диаметрами 5,76 и 6,45 мм в зависимости от толщины колец. Как следует из экспериментальных исследований, рядом с резонансом отражения со стороны длинных волн находится резонанс прохождения, характеризующийся тем, что значения $K_{CT}U$ при нем составляют приблизительно 1,05. В соответствии с классификацией, принятой в [3,4], данные резонансы отражения являются резонансами магнитного типа первого порядка.

Таблица 1

$D, мм$	$l, мм$	2,5	2,7	3	3,2	3,5	3,7	4	4,31	4,51	4,6
5,76	$\lambda, см$	-	2,42	2,53	2,6	2,76	2,87	3	3,08	3,18	3,2
	$K_{CT}U$	-	4,5	10	50	14	20	25	25	28	30
6,45	$\lambda, см$	2,48	2,58	2,77	2,88	3,02	3,13	3,28	3,42	3,5	3,52
	$K_{CT}U$	50	16	25	25	30	31	50	40	29	30
	K_{CM}	-	1,07	1,09	1,11	1,09	1,09	1,09	1,11	1,10	1,10

Как следует из табл. 1, увеличение диаметров колец при одних и тех же величинах γ, l приводит к смещению резонансов в длинноволновую область и, как следствие этого, более раннему появлению резонанса в начале исследуемого диапазона. Например, для кольца с диаметром 6, 45 мм резонанс отражения магнитного типа первого порядка имеет место уже при толщине $l = 2,5$ мм ($\lambda = 2,48$ см), в то время как для кольца с диаметром 5,76 мм при тех же самых параметрах γ, l резонанса нет.

Введем коэффициент смещения резонанса как $K_{CM} = \lambda_2 / \lambda_1$, где λ_2, λ_1 соответственно резонансные значения длин волн колец с D_2, D_1 для одинаковых их толщин. Значения этих коэффициентов для данных колец приведены в табл. 1. Среднее значение коэффициента смещения составляет $\langle K_{CM} \rangle = 1,09 \pm 0,02$. Из этого следует, что зависимости резонансных длин волн от толщины колец для обоих ДРР практически пропорциональны друг другу в пределах погрешности среднего значения коэффициента смещения.

Данная ориентация колец в волноводе характеризуется еще и тем, что, начиная с толщины $l = 4,8$ мм, в исследуемом диапазоне длин волн для колец с внешним диаметром $D = 5,76$ мм появляются резонансы отражения электрического типа первого порядка. Возле этих резонансов со стороны коротковолнового участка диапазона находятся резонансы прохождения.

В табл. 2 приведены резонансные длины волн и $K_{CT}U$ при резонансах отражения электрического типа в зависимости от толщины колец. Отметим, что для колец диаметром 6,45 мм резонансы электрического типа первого порядка появляются при более тонких кольцах, начиная с толщины 4,31 мм ($\lambda = 2,46$ см, $K_{CT}U = 16$) и при увеличении толщины, как в случае кольца диаметром 5,76 мм, смещаются в длинноволновую область.

Таблица 2

$l, \text{мм}$	4,83	5,12	5,4	5,72	6,06
$\lambda, \text{см}$	2,41	2,43	2,55	2,6	2,69
$K_{CT}U$	35	50	18	20	12

Таким образом, увеличение геометрических размеров колец, а следовательно, и массы, взаимодействующей с электромагнитной волной, приводит к возрастанию резонансной длины волны и появлению резонансов электрического типа первого порядка.

Ориентация колец в H -плоскости волновода ($\varphi = 90^0$)

При данном расположении колец в геометрическом центре поперечного сечения волновода наблюдаются незначительные смещения резонансов магнитного типа первого порядка, не превышающие 0,8 % по сравнению с ориентацией $\theta = 0, \varphi = 0$, рассмотренной выше. Резонансы электрического типа первого порядка в исследуемом диапазоне отсутствуют.

Такое поведение резонансов можно объяснить особенностями волны H_{10} , на которой проводилось данное исследование. Действительно, волна H_{10} имеет в волноводе компоненты E_y, H_x, H_z . Компонента E_y имеет максимальное значение в центре поперечного сечения волновода и уменьшается по синусоидальному закону к его узким стенкам. Линии электрического поля направлены к широким стенкам. Компонента H_x изменяется также по синусоидальному закону и следует за изменением электрического поля. Компонента H_z равна нулю в центральной части широкой стенки волновода и увеличивается по мере приближения к его узким стенкам. Когда кольцо с данной ориентацией находится в геометрическом центре поперечного сечения волновода, то области кольца, взаимодействующие с компонентой H_x , практически совпадают с областями взаимодействия кольца с ориентацией $\theta = 0, \varphi = 0$. Кроме того, совпадают для этих обеих ориентаций области взаимодействия с компонентой магнитного поля H_z . Поэтому при возбуждении резонансов магнитного типа масса областей кольца, взаимодействующих с этими составляющими магнитного поля, остается практически неизменной. В результате и резонансные длины волн резонансов магнитного типа для обеих ориентаций кольца в волноводе ($\theta = 0, \varphi = 0$ и $\varphi = 90^0$) остаются практически неизменными (табл. 3).

В табл. 3 приведены результаты измерений для колец с внешним диаметром $D = 5,76$ мм, внутренним диаметром $d = 4,12$ мм и толщиной стенки $\gamma = 0,8$ мм для трех рассматриваемых ориентаций. Здесь: l – толщина кольца, $\lambda_{\parallel}, \lambda_H, \lambda_E$ – резонансные длины волн для колец, ориентированных в плоскости поперечного сечения волновода, H -плоскости и E -плоскости соответственно; $K_{CT}U_{\parallel}, K_{CT}U_H, K_{CT}U_E$ – коэффициенты стоячих волн при резонансах для

этих же ориентаций колец в волноводе соответственно; k_H и k_E – коэффициенты смещения резонансов, определяемые как $k_H = \frac{\lambda_H}{\lambda_{\parallel}}$ и $k_E = \frac{\lambda_E}{\lambda_{\parallel}}$.

Таблица 3

Ориентация колец в волноводе	$l, \text{мм}$	2,7	3	3,2	3,5	3,7	4	4,31	4,51	4,6	4,83
$\theta = 0, \varphi = 0$	$\lambda_{\parallel}, \text{см}$	2,42	2,53	2,6	2,76	2,87	3	3,08	3,18	3,2	3,28
	$K_{CT} U_{\parallel}$	4,5	10	50	14	20	25	25	28	30	35
$\varphi = 90^0$	$\lambda_H, \text{см}$	2,42	2,58	2,64	2,77	2,9	3	3,14	3,20	3,24	3,28
	$K_{CT} U_H$	20	25	18	30	30	40	50	50	50	50
	k_H	1	1,02	1,01	1,004	1,01	1	1,02	1,01	1,01	1
$\theta = 90^0$	$\lambda_E, \text{см}$	3,59	3,71	3,80	-	-	-	-	-	-	-
		3,68*	3,78*	3,83*	3,90*	3,99*	4,02*	4,08*	4,15*	4,16*	4,20*
$\theta = 90^0$	$K_{CT} U_E$	40	50	50	-	-	-	-	-	-	-
		25*	25*	28*	20*	30*	25*	28*	25*	25*	25*
$\theta = 90^0$	k_E	1,48	1,47	1,46	-	-	-	-	-	-	-
		1,52*	1,49*	1,47*	1,41*	1,39*	1,34*	1,32*	1,31*	1,30*	1,28*

Как следует из таблицы, в случае ориентации колец в H -плоскости, коэффициенты смещения резонансов магнитного типа первого порядка находятся в пределах $1 \dots 1,02$. Среднее значение коэффициента смещения составляет $\langle k_H \rangle = 1,01$.

Для резонансов электрического типа при ориентации $\varphi = 90^0$ значительная часть линий электрического поля E_y приходится на внутреннюю область кольца, т.е. на «пустоту», а обод кольца взаимодействует с гораздо меньшим по величине суммарным полем E_y , поскольку находится на расстоянии внутреннего радиуса кольца от его центра, в котором составляющие E_y имеют максимальное значение. Поэтому интенсивности напряженности поля E_y в зонах взаимодействия этой компоненты с кольцом, очевидно, недостаточно, чтобы возбудить резонансы электрического типа, которые имеют место при ориентации колец в поперечном сечении волновода ($\theta = 0, \varphi = 0$). Заметим, что при ориентации ($\theta = 0, \varphi = 0$) все кольцо находится в зоне максимума поля E_y , и те компоненты, которые приходились на «пустоту» кольца при ориентации $\varphi = 0$, взаимодействуют полностью с кольцом. Таким образом, в случае ориентации ($\theta = 0, \varphi = 0$) интенсивности электрического поля E_y достаточно, чтобы возбудить резонансы электрического типа, поскольку в данном случае волна взаимодействует со всей массой кольца.

Ориентация колец в E -плоскости волновода ($\theta = 90$)

При такой ориентации колец в волноводе наблюдаются значительные смещения резонансов магнитного типа в длинноволновую область по сравнению с ориентациями ($\theta = 0, \varphi = 0$) и $\varphi = 90^0$ (табл. 3). Поскольку, начиная с толщины кольца $l = 3,5$ мм, резонансы смещаются за пределы диапазона длин волн, обеспечиваемого линией передачи на базе стандартного волновода $12,6 \times 28,5 \text{ мм}^2$, то дальнейшие исследования проводились в волно-

водном тракте сечением $15 \times 35 \text{ мм}^2$. Результаты измерений, полученные в этом диапазоне длин волн (3,62...5,38 см) в табл. 3 отмечены звездочкой (*).

Так как частотные диапазоны панорамных измерителей на базе стандартных волноводов $12,6 \times 28,5 \text{ мм}^2$ и $10 \times 15 \text{ мм}^2$ имеют перекрытие, то это дало возможность сопоставить результаты измерений, полученные для ряда колец, расположенных в этих волноводах. Из этих результатов следует, что для колец толщиной от 2,7 до 3,2 мм, расположенных в волноводе $10 \times 15 \text{ мм}^2$, резонансная длина волны увеличивается на 0,8...2,5%, а резонансные значения K_{CTU} уменьшаются в 1,5...2 раза по сравнению с расположением ДРР в волноводе $12,6 \times 28,5 \text{ мм}^2$. Очевидно, что такие изменения резонансных характеристик связаны с влиянием стенок волновода на эти характеристики. Но проведенные исследования показали, что для обоих этих случаев расположения колец в волноводах изменение ориентации колец с $(\theta = 0, \varphi = 0)$ на $\theta = 90^\circ$ приводит к значительным смещениям резонансов магнитного типа в длинноволновую область.

Увеличение длины волны для колец, ориентированных в E -плоскости волновода, связано с тем, что при таком расположении кольцо полностью находится в максимуме поля H_x , в то время как при $\theta = 0, \varphi = 0$ большая часть плоскости кольца, кроме его диаметра, параллельно узким стенкам волновода, размещена в зоне, где компонента H_x , изменяясь по синусоидальному закону, имеет значения поля меньшие, чем посередине широкой стенки волновода.

Из табл. 3 также следует, что коэффициенты смещения при ориентации колец в E -плоскости по мере увеличения толщины кольца от 2,7 до 4,83 мм монотонно уменьшаются от значений 1,48-1,52 до 1,28 соответственно. Таким образом, из поведения коэффициента смещения можно сделать вывод, что по мере приближения толщины кольца к такой, которая характерна уже для трубчатых цилиндров ($l > D$), зависимости резонансной длины волны магнитного резонанса первого порядка все более приближаются к аналогичной зависимости для трубчатых цилиндров [6].

Для резонансов электрического типа первого порядка резонансные длины волн, характерные для ориентации кольца в плоскости поперечного сечения волновода ($\theta = 0, \varphi = 0$) табл. 2, практически не изменяются, однако резонансные значения K_{CTU} уменьшаются в 2-10 раз. Очевидно, что такое поведение резонансов электрического типа связано с тем, что компонента E_y электрического поля волны H_{10} параллельна плоскости поперечного сечения волновода. А в случае ориентации кольца в E -плоскости ($\theta = 90^\circ$) в возбуждении резонанса участвуют все значения компоненты $E_{y \max}$ с максимальной амплитудой, приходящиеся на середину широкой стенки волновода, в то время как при ориентации $\theta = 0, \varphi = 0$ в возбуждении резонанса совместно с $E_{y \max}$ принимают участие все значения компоненты E_y , которые приходятся на зону, занимаемую кольцом с такой ориентацией.

Сопоставление характеристик рассеяния волн на кольце и диске одинаковых размеров

Для сопоставления характеристик рассеяния волн кольцо и диск последовательно размещали в геометрическом центре поперечного сечения волновода, сечение которого $12,6 \times 28,5 \text{ мм}^2$. Плоскости исследуемых ДРР совпадали с плоскостью поперечного сечения волновода ($\theta = 0, \varphi = 0$). Кольцо и диск были изготовлены из материала с $\epsilon = 88$ и $\text{tg } \delta = 0,001$. Толщина колец и дисков составляла 2,7 мм, диаметр диска совпадал по величине с внешним диаметром кольца и был равен 5,76 мм.

Как показали исследования, резонансные картины этих ДРР существенно различаются. Так, в исследуемом диапазоне в случае кольца существует лишь резонанс отражения маг-

нитного типа первого порядка ($\lambda = 2,42$ см) с сопутствующим ему резонансом прохождения со стороны длинных волн ($\lambda = 2,52$ см).

В случае диска в этом же диапазоне длин волн наблюдаются резонансы первого порядка магнитного типа ($\lambda = 3,95$ см) и электрического ($\lambda = 3,7$ см) с сопутствующими резонансами прохождения.

Из сопоставления характеристик рассеяния следует вывод, что в случае диска компоненты магнитного поля H_x, H_z и электрического E_y взаимодействуют с большей массой, чем у кольца, находящегося в таких же условиях, как и диск. Поэтому возбуждение резонансов магнитного и электрического типа первого порядка происходит раньше, чем у кольца.

Выводы

1. Рассеяние электромагнитных волн на диэлектрических кольцах малых размеров по сравнению с длиной волны, изготовленных из материалов с высокими значениями ϵ и малыми $tg\delta$ и расположенных в волноводах, носит резонансный характер.

2. Возникающие резонансы – парные: рядом с резонансом отражения всегда находится резонанс прохождения.

3. Изменение геометрических размеров кольца приводит к изменению резонансной длины волны.

4. В диапазоне длин волн 2,4–3,5 см при изменении толщины колец от 1 до 4,8 мм и диаметре 5,76 мм существует лишь резонанс магнитного типа первого порядка. При более толстых кольцах появляются резонансы электрического типа первого порядка.

5. Изменение ориентации кольца в волноводе по-разному влияет на положение магнитного резонанса первого порядка. Ориентация колец в H -плоскости волновода может незначительно изменить резонансную длину волны по сравнению с ориентацией кольца в плоскости поперечного сечения волновода. Среднее значение коэффициента смещения резонанса составляет 1,01. Ориентация колец в E -плоскости волновода приводит к значительным изменениям положения резонанса магнитного типа. Для рассматриваемых толщин коэффициент смещения монотонно уменьшается от 1,5 до 1,28.

6. Размещение кольца в волноводе сечением 15×35 мм² приводит к увеличению резонансной длины волны на 0,8–2,5 % по сравнению с аналогичным расположением в волноводе сечением $12,6 \times 28,5$ мм² и уменьшению резонансных значений K_{CTU} в 1,5–2 раза.

7. Из сопоставления резонансных характеристик рассеяния волн на диэлектрических кольцах и дисках одинаковой толщины и равных диаметрах (по внешнему диаметру кольца) установлено, что эти характеристики значительно отличаются друг от друга.

8. Сравнение характеристик рассеяния волн на диэлектрических кольцах и дисках, на сплошном и трубчатом цилиндрах [6] и телах с эквивалентными объемами и равным соотношением осей [5] показало, что в возникновении резонансов, кроме электродинамических характеристик, геометрических размеров и формы тел, существенную роль играет также масса тела.

Список литературы: 1. Okaja A., Barash L.J. The dielectric resonator // PIPE. 1962. V.50, №10. P.2115-2126. 2. Диэлектрические резонаторы / Под ред. М.Е. Ильченко. М.: Радио и связь, 1989. 328 с. 3. Козарь А.И., Хижняк Н.А. Отражение электромагнитных волн от резонансной диэлектрической сферы в волноводе // Укр.физ. журн. 1970. Т.15, №5. С. 847-849. 4. Хижняк Н.А. Интегральные уравнения макроскопической электродинамики. Киев: Наук. думка, 1986. 280 с. 5. Украинец Н.И., Хижняк Н.А. К вопросу о рассеянии электромагнитных волн на малых диэлектрических телах с эквивалентными объемами и равным соотношением осей в прямоугольном волноводе // Вестн. Харьк. ун-та. Радиофизика и электроника. 1986. № 285. С.47-49. 6. Козарь А.И., Украинец Н.И. Резонансное рассеяние электромагнитных волн на эквивалентных трубчатом и сплошном диэлектрических цилиндрах в волноводе // Радиотехника: Всеукр. науч.-техн.сб. 1997. Вып. 101. С.145-148.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 31.07.2009

ИСТОКООБРАЗНАЯ ФУНКЦИЯ ГРИНА ВОЛНОВОГО УРАВНЕНИЯ ДЛЯ КРУГЛОГО ВОЛНОВОДА

Введение

В импульсной электронике и энергетике [1], релятивистской плазменной электронике [2], ускорительной технике [3, 4] широко применяются экраны в виде круглого волновода. Малые размеры пучка заряженных частиц в сравнении с экраном, существенное изменение во времени поля обуславливают привлекательность интегральных методов нестационарной электродинамики [5, 6, с. 80] при анализе устройств корпускулярного излучения.

Нестационарные собственные ТЕ и ТН волны цилиндрических волноводов [7, с. 219; 8, с. 54] могут быть традиционно применены при построении функции Грина волнового уравнения для векторного потенциала $\hat{G}_E(v; t', t, r', r)$. Однако при разложении по системе ТЕ и ТН волн $\hat{G}_E(v; t', t, r', r)$ описывается двойными рядами, которые плохо сходятся. Это обусловлено тем, что $\hat{G}_E(v; t', t, r', r)$ в неявном виде включает функцию Грина неограниченного пространства $\hat{G}_E^S(v; t', t, r', r)$, которая имеет особенности $1/|\vec{r} - \vec{r}'|$ и $\delta[(t - t') - |\vec{r} - \vec{r}'|/c]$ в окрестности источника и на фронте соответственно.

Цель работы – построение $\hat{G}_E(v; t', t, r', r)$ в виде суперпозиции сингулярной $\hat{G}_E^S(v; t', t, r', r)$ и регулярной $\hat{G}_E^R(v; t', t, r', r)$ функций Грина, где сингулярная часть является функцией Грина неограниченного пространства, а регулярная часть учитывает влияние стенок волновода.

Задача построения функции Грина решена как задача дифракции фронта расходящейся цилиндрической и сферической волн на стенках круглого волновода для синхронного линейного и точечного источников электрического тока соответственно. Это позволило выделить в явном виде особенности поля в окрестности источника, а также на фронте и создать алгоритм вычисления функции Грина при произвольном расстоянии между точками источника и наблюдения в круглом волноводе.

Использование функции Грина $\hat{G}_E(v; t', t, r', r)$ с явным образом выделенной особенностью источника обеспечивает возможность численного решения нестационарных сингулярных и гиперсингулярных интегральных уравнений.

Основная часть

Функция Грина для векторного потенциала источника электрического тока $\hat{G}_E(v; t', t, r', r)$ является решением тензорного волнового уравнения

$$\left[\nabla_{\vec{r}}^2 - \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right] \hat{G}_E(v; t', t, r', r) = -\hat{I} \cdot \delta(t - t') \cdot \delta(\vec{r} - \vec{r}') \quad (1)$$

с начальными условиями [9, с.208]

$$\hat{G}_E(v; t', t, r', r) \Big|_{t=t'+0} = 0, \quad (2)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} \hat{G}_E(v; t', t, r', r) \Big|_{t=t'+0} = -\hat{I} \cdot \delta(\vec{r} - \vec{r}'), \quad (3)$$

граничными условиями на стенках волновода

$$\vec{n}_{r_s} \times \hat{G}_E(v; t', t, r', r_s) = 0, \quad (4)$$

$$\text{div}_{r_s} \hat{G}_E(v; t', t, r', r_s) = 0 \quad (5)$$

и условиями на бесконечности

$$\lim_{|z| \rightarrow \infty} \frac{1}{v} \left(\frac{\partial}{\partial t} \hat{G}_E(v; t', t, r', r) \cdot \bar{n}(r) \right) = 0 \quad (6)$$

$$\lim_{|z| \rightarrow \infty} \text{rot}_r \hat{G}_E(v; t', t, r', r) = 0. \quad (7)$$

В приведенных соотношениях v – скорость распространения фронта волны ($v = 1/\sqrt{\epsilon\epsilon_0\mu\mu_0}$), \hat{I} – единичный тензор, а граничные условия (4), (5) и условия на бесконечности (6), (7) получаем из соотношений (15), (16) и (19), (20) соответственно работы [10] с применением обратного преобразования Фурье.

Задача (1)–(7) – смешанная тензорная краевая задача для неоднородного волнового уравнения с неоднородными начальными и однородными граничными условиями. Отметим, что при изменении точек источника (t', r') и наблюдения (t, r) краевая задача формулируется относительно переменных t', r' .

Функцию Грина $\hat{G}_E(v; t', t, r', r)$ разыскиваем в виде суммы

$$\hat{G}_E(v; t', t, r', r) = \hat{G}_E^S(v; t', t; r', r) + \hat{G}_E^R(v; t', t; r', r) \quad (8)$$

где сингулярная функция Грина $\hat{G}_E^S(v; t', t; r', r)$ является фундаментальным решением задачи Коши, т.е. удовлетворяет уравнению (1) и начальным условиям (2), (3) в неограниченном пространстве.

В случае синхронного линейного и точечного источников электрического тока имеем соответственно [11, с. 56, 66]:

$$\begin{aligned} \hat{G}_E^S(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}) &= \hat{I} \cdot G_E^S(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}) = \\ &= \hat{I} \cdot \theta[v_{\perp}(t-t') - |\bar{r}_{\perp} - \bar{r}'_{\perp}|] / 2\pi \sqrt{(t-t')^2 - |\bar{r}_{\perp} - \bar{r}'_{\perp}|^2 / v_{\perp}^2} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\hat{G}_E^S(v; t', t; r', r) = \hat{I} \cdot G_E^S(v; t', t; r', r) = \hat{I} \cdot \theta(t-t') \delta[(t-t') - |\bar{r} - \bar{r}'|/c] / 4\pi |\bar{r} - \bar{r}'| \quad (10)$$

Регулярная функция Грина $\hat{G}_E^R(v; t', t; r', r)$ является решением однородного волнового уравнения

$$\left[\nabla_r^2 - \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right] \hat{G}_E^R(v; t', t; r', r) = 0 \quad (11)$$

с нулевыми начальными условиями

$$\hat{G}_E^R(v; t', t; r', r) \Big|_{t=t'+0} = 0 \quad (12)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} \hat{G}_E^R(v; t', t; r', r) \Big|_{t=t'+0} = 0 \quad (13)$$

неоднородными граничными условиями

$$\bar{n}_{r_s} \times \hat{G}_E^R(v; t', t; r', r_s) = -\bar{n}_{r_s} \times \hat{G}_E^S(v; t', t; r', r_s) \quad (14)$$

$$\text{div}_{r_s} \hat{G}_E^R(v; t', t; r', r_s) = -\text{div}_{r_s} \hat{G}_E^S(v; t', t; r', r_s) \quad (15)$$

и неоднородными условиями на бесконечности

$$\lim_{|z| \rightarrow \infty} \frac{1}{v} \left(\frac{\partial}{\partial t} \hat{G}_E^R(v; t', t; r', r) \right) = - \lim_{|z| \rightarrow \infty} \frac{1}{v} \left(\frac{\partial}{\partial t} \hat{G}_E^S(v; t', t; r', r) \right) \quad (16)$$

$$\lim_{|z| \rightarrow \infty} \text{rot}_r \hat{G}_E^R(v; t', t; r', r) = - \lim_{|z| \rightarrow \infty} \text{rot}_r \hat{G}_E^S(v; t', t; r', r) \quad (17)$$

Из граничных условий (14), (15), а также (9), (10) вытекает, что расходящиеся цилиндрическая и сферическая тензорные волны отражаются от стенок круглого волновода с задержкой во времени $t_s - t' = |\vec{r}_{1s} - \vec{r}_1| / v_{\perp}$, $t_s - t' = |\vec{r}_s - \vec{r}'| / v$ соответственно.

Тензорная краевая задача (11) – (17) – это смешанная краевая задача для однородного волнового уравнения с однородными начальными условиями, неоднородными граничными условиями и неоднородными условиями на бесконечности.

Фундаментальное решение смешанной тензорной краевой задачи (1) – (7) для неоднородного волнового уравнения сводим к фундаментальному решению задачи Коши и решению смешанной тензорной краевой задачи (11) – (17) для однородного волнового уравнения.

Синхронный линейный источник электрического тока

При наличии решения уравнения Гельмгольца $\hat{G}_E(\vec{k}(\dot{\omega}); r'_\perp, r_\perp)$ решение смешанной тензорной краевой задачи (1) – (7) $\hat{G}_E(v_\perp; t', t; r'_\perp, r_\perp)$; используя обратное преобразование Фурье, находим в виде (согласно (18.в) из [11])

$$\hat{G}_E(v_\perp; t', t; r'_\perp, r_\perp) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} d\dot{\omega} \hat{G}_E(\vec{k}(\dot{\omega}); r'_\perp, r_\perp) \times e^{-i\dot{\omega}(t-t')}. \quad (18)$$

С помощью (70) – (75) из [10] получаем регулярную функцию Грина синхронного линейного источника $\hat{G}_E^R(v_\perp; t', t; r'_\perp, r_\perp)$, которая является решением смешанной тензорной краевой задачи (11) – (17). Компоненты $G_{Eij}^R(v_\perp; t', t; r'_\perp, r_\perp)$ определяются (П.1) – (П.6) (см. Приложение).

С учетом (8), (П.1) – (П.6) компоненты результирующей функции Грина векторного потенциала $\hat{G}_E(v_\perp; t, t'; r_\perp, r'_\perp)$ волнового уравнения для синхронного линейного источника электрического тока в круглом волноводе определяются соотношениями (П.7) – (П.12).

Объединяя спектральную плотность тензорной расходящейся цилиндрической волны $\hat{G}_E^S\left(\frac{\dot{\omega}}{v_\perp}; r'_\perp, r_\perp\right)$ в форме (48) [10] со спектральной плотностью тензорной цилиндрической

волны, рассеянной стенками волновода $\hat{G}_E^R\left(\frac{\dot{\omega}}{v_\perp}; r'_\perp, r_\perp\right)$ в форме (70) – (75) [10], получим

согласно (8) спектральную плотность результирующей функции Грина $\hat{G}_E\left(\frac{\dot{\omega}}{v_\perp}; r'_\perp, r_\perp\right)$ син-

хронного линейного источника тока. Применяя к $\hat{G}_E\left(\frac{\dot{\omega}}{v_\perp}; r'_\perp, r_\perp\right)$ обратное преобразование

Фурье и выполняя интегрирование на комплексной плоскости $\dot{\omega}$ относительно $\hat{G}_{Eij'}\left(\frac{\dot{\omega}}{v_\perp}; r'_\perp, r_\perp\right)$ с учетом однозначности подынтегральной функции в окрестности точки

ветвления ($\text{Re } \dot{\omega} = 0, \text{ Im } \dot{\omega} \neq 0$), получаем компоненты $G_{Eij'}(v_\perp; t', t; r'_\perp, r_\perp)$ (П.13) – (П.18)

для синхронного линейного источника электрического тока в круглом волноводе в виде дискретного спектра временных частот ω_{mn}^{TH} и ω_{mn}^{TE} .

Отметим, что переход от синфазного линейного к синхронному линейному источнику электрического тока в круглом волноводе сопровождается наличием у результирующего

поля всего дискретного спектра пространственных собственных частот k_{mn}^{TH}, k_{mn}^{TE} и временных собственных частот $\omega_{mn}^{TH}, \omega_{mn}^{TE}$ круглого волновода.

Точечный источник электрического тока

Функция Грина точечного источника тока $\hat{G}_E(v; t', t; r', r)$ является решением задачи (1) – (7). Регулярная функция Грина точечного источника тока $\hat{G}_E^R(v; t', t; r', r)$ является решением тензорной краевой задачи (11) – (17). С помощью обратного преобразования Фурье и (106) – (112) из [10] получим компоненты $G_{E_{ij}}^R(v; t', t; r', r)$ в виде (П.19) – (П.23).

Результирующая функция Грина $\hat{G}_E(v; t', t; r', r')$ векторного потенциала волнового уравнения для точечного источника электрического тока в круглом волноводе с учетом (8), (10) и (П.19) – (П.23) определяется соотношениями (П.24) – (П.30).

Численные результаты

Рассматривался круглый волновод с радиусом кривизны $R = 0,0755 \text{ м}$. Рассчитывалась $\text{Re}(G_{E_{11'}}(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}))$ в зависимости от номера азимутальной гармоники m для синхронного линейного источника электрического тока (рис. 1). Использовались соотношения (9) (П.1), (П.7), когда сингулярная часть $G_{E_{11'}}^S(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp})$ выделена в явном виде (сплошная кривая), и соотношение (П.13), когда $G_{E_{11'}}(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp})$ представлена в виде суперпозиции нестационарных ТЕ и ТН волн (пунктирная кривая; $n = 800$). Точка источника имела координаты $\rho' = 0,01 \text{ м}$, $\varphi' = 0$, точка наблюдения отстояла от точки источника на $|\vec{r}_{\perp} - \vec{r}'_{\perp}| = 0,005 \text{ м}$.

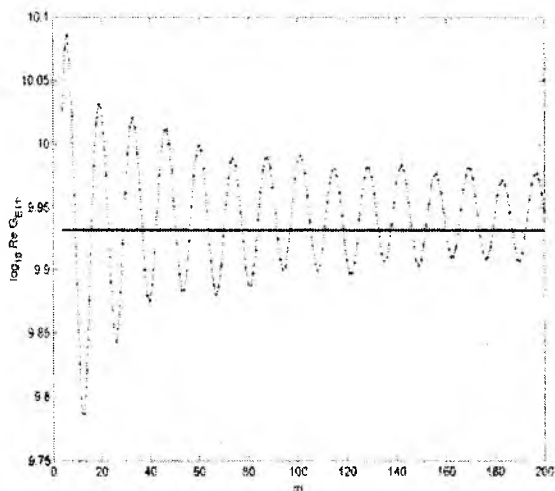


Рис. 1. Зависимость $\log_{10} \text{Re}(G_{E_{11'}})$ от m
 $(R = 0,0755 \text{ м}, \rho' = 0,01 \text{ м},$
 $\rho = 0,015 \text{ м}, \varphi' = \varphi = 0; t' = 0 \text{ с}; t = 16,7 \cdot 10^{-12} \text{ с})$

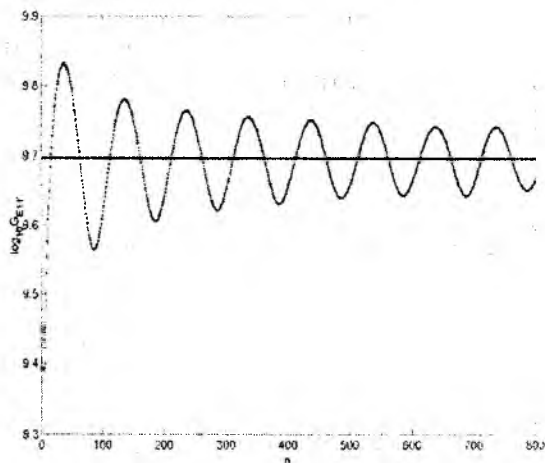


Рис. 2. Зависимость $\log_{10} \text{Re}(G_{E_{11'}})$ от n
 $(R = 0,0755 \text{ м}, \rho' = 0,01 \text{ м},$
 $\rho = 0,02 \text{ м}, \varphi' = 0, \varphi = \pi; t' = 0 \text{ с}, t = 105 \cdot 10^{-12} \text{ с})$

Зависимость $\text{Re}(G_{E_{11'}}(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}))$ от номера корня n ($m = 100$) представлена на рис. 2. Пунктирная осциллирующая кривая соответствует представлению $G_{E_{11'}}(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp})$ в виде нестационарных ТЕ и ТН волн, а сплошная кривая соответствует представлению $G_{E_{11'}}(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp})$ в виде суперпозиции сингулярной и регулярной частей (изменение от n

отсутствует). Точка источника имела координаты $\rho' = 0,01 \text{ м}$, $\varphi' = 0$, точка наблюдения отстояла от точки источника на $|\vec{r}_\perp - \vec{r}'_\perp| = 0,03 \text{ м}$.

В обоих случаях поле в точке наблюдения определяется фронтом расходящейся цилиндрической волны, так как поле, отраженное от стенок волновода еще не достигло точки наблюдения.

Выводы

Задача построения функции Грина волнового уравнения круглого волновода для синхронного линейного и точечного источников электрического тока решена как задача дифракции фронтов расходящихся тензорных цилиндрической и сферической волн на стенках волновода.

Функции Грина круглого волновода получены в виде суммы функций Грина неограниченного пространства и регулярных функций Грина, учитывающих влияние стенок волновода. Для синхронного линейного источника электрического тока функция Грина построена в виде нестационарных ТЕ и ТН волн.

Использование функции Грина с явным образом выделенной особенностью источника обеспечивает возможность численного решения нестационарных сингулярных и гиперсингулярных интегральных уравнений внутренних задач электродинамики.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Синхронный линейный источник электрического тока

$$G_{E_{11}}^R(v_\perp; t', t; r'_\perp, r_\perp) = \frac{-i}{8\pi} \int_{-\infty}^{\infty} d\dot{\omega} e^{-i\dot{\omega}(t-t')} \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{im(\varphi-\varphi')} \times$$

$$\times \left[m^2 / \rho \rho' (\dot{\omega} / v_\perp)^2 \right] J_m \left(\frac{\dot{\omega}}{v_\perp} \rho \right) J_m \left(\frac{\dot{\omega}}{v_\perp} \rho' \right) H_m^{(1)} \left(\frac{\dot{\omega}}{v_\perp} R \right) / J'_m \left(\frac{\dot{\omega}}{v_\perp} R \right) +$$

$$+ J'_m \left(\frac{\dot{\omega}}{v_\perp} \rho \right) J'_m \left(\frac{\dot{\omega}}{v_\perp} \rho' \right) \cdot H_m^{(1)} \left(\frac{\dot{\omega}}{v_\perp} R \right) / J_m \left(\frac{\dot{\omega}}{v_\perp} R \right) \Big], \quad (\text{П.1})$$

$$G_{E_{12}}^R(v_\perp; t', t; r'_\perp, r_\perp) = \frac{i}{8\pi} \int_{-\infty}^{\infty} d\dot{\omega} e^{-i\dot{\omega}(t-t')} \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{im(\varphi-\varphi')} \times$$

$$\left[(v_\perp / \rho \dot{\omega}) J_m \left(\frac{\dot{\omega}}{v_\perp} \rho \right) J'_m \left(\frac{\dot{\omega}}{v_\perp} \rho' \right) H_m^{(1)} \left(\frac{\dot{\omega}}{v_\perp} R \right) / J'_m \left(\frac{\dot{\omega}}{v_\perp} R \right) + \right.$$

$$\left. + (v_\perp / \rho' \dot{\omega}) J'_m \left(\frac{\dot{\omega}}{v_\perp} \rho \right) J_m \left(\frac{\dot{\omega}}{v_\perp} \rho' \right) H_m^{(1)} \left(\frac{\dot{\omega}}{v_\perp} R \right) / J_m \left(\frac{\dot{\omega}}{v_\perp} R \right) \right], \quad (\text{П.2})$$

$$G_{E_{21}}^R(v_\perp; t', t; r'_\perp, r_\perp) = \frac{-i}{8\pi} \int_{-\infty}^{\infty} d\dot{\omega} e^{-i\dot{\omega}(t-t')} \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{im(\varphi-\varphi')} \times$$

$$\left[(v_\perp / \rho' \dot{\omega}) J'_m \left(\frac{\dot{\omega}}{v_\perp} \rho \right) J_m \left(\frac{\dot{\omega}}{v_\perp} \rho' \right) H_m^{(1)} \left(\frac{\dot{\omega}}{v_\perp} R \right) / J'_m \left(\frac{\dot{\omega}}{v_\perp} R \right) + \right.$$

$$\left. + (v_\perp / \rho \dot{\omega}) J_m \left(\frac{\dot{\omega}}{v_\perp} \rho \right) J'_m \left(\frac{\dot{\omega}}{v_\perp} \rho' \right) H_m^{(1)} \left(\frac{\dot{\omega}}{v_\perp} R \right) / J_m \left(\frac{\dot{\omega}}{v_\perp} R \right) \right] \quad (\text{П.3})$$

$$G_{E22}^R(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}) = \frac{-i}{8\pi} \int_{-\infty}^{\infty} d\dot{\omega} e^{-i\dot{\omega}(t-t')} \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{im(\varphi-\varphi')} \times$$

$$\times \left[J'_m \left(\frac{\dot{\omega}}{v_{\perp}} \rho \right) J'_m \left(\frac{\dot{\omega}}{v_{\perp}} \rho' \right) H_m^{(1)} \left(\frac{\dot{\omega}}{v_{\perp}} R \right) / J'_m \left(\frac{\dot{\omega}}{v_{\perp}} R \right) + \right. \quad (\text{II.4})$$

$$\left. + \left(m^2 v_{\perp}^2 / \rho \rho' \dot{\omega}^2 \right) J_m \left(\frac{\dot{\omega}}{v_{\perp}} \rho \right) J_m \left(\frac{\dot{\omega}}{v_{\perp}} \rho' \right) H_m^{(1)} \left(\frac{\dot{\omega}}{v_{\perp}} R \right) / J_m \left(\frac{\dot{\omega}}{v_{\perp}} R \right) \right],$$

$$G_{E33}^R(v_{\perp}; t, t'; r_{\perp}, r'_{\perp}) = \frac{-i}{8\pi} \int_{-\infty}^{\infty} d\dot{\omega} e^{-i\dot{\omega}(t-t')} \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{im(\varphi-\varphi')} \times J_m \left(\frac{\dot{\omega}}{v_{\perp}} \rho \right) J_m \left(\frac{\dot{\omega}}{v_{\perp}} \rho' \right) \frac{H_m^{(1)} \left(\frac{\dot{\omega}}{v_{\perp}} R \right)}{J_m \left(\frac{\dot{\omega}}{v_{\perp}} R \right)}, \quad (\text{II.5})$$

$$G_{E13}^R(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}) = G_{E23}^R(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}) =$$

$$= G_{E31}^R(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}) = G_{E32}^R(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}) = 0, \quad (\text{II.6})$$

$$G_{E11}^S(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}) = G_E^S(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}) \cdot \cos(\varphi - \varphi') + G_{E11}^R(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}), \quad (\text{II.7})$$

$$G_{E12}^S(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}) = G_E^S(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}) \cdot \sin(\varphi - \varphi') + G_{E12}^R(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}), \quad (\text{II.8})$$

$$G_{E21}^S(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}) = -G_E^S(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}) \cdot \sin(\varphi - \varphi') + G_{E21}^R(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}) \quad (\text{II.9})$$

$$G_{E22}^S(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}) = G_E^S(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}) \cdot \cos(\varphi - \varphi') + G_{E22}^R(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}) \quad (\text{II.10})$$

$$G_{E33}^S(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}) = G_E^S(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}) + G_{E22}^R(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}), \quad (\text{II.11})$$

$$G_{E13}^R(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}) = G_{E23}^R(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}) = G_{E31}^R(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}) = G_{E32}^R(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}) = 0, \quad (\text{II.12})$$

$$G_{E11}^R(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} e^{im(\varphi-\varphi')} \left[A_{mn} J'_m(k_{mn}^{TH} \rho) \cdot J'_m(k_{mn}^{TH} \rho') f_{mn}(\omega_{mn}^{TH}; t, t') + \right.$$

$$\left. + B_{mn} \frac{m^2}{(k_{mn}^{TE})^2 \rho \rho'} J_m(k_{mn}^{TE} \rho) \cdot J_m(k_{mn}^{TE} \rho') l_{mn}(\omega_{mn}^{TE}; t, t') \right], \quad (\text{II.13})$$

$$G_{E12}^R(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{m}{i} e^{im(\varphi-\varphi')} \left[\frac{A_{mn}}{k_{mn}^{TH} \rho'} J'_m(k_{mn}^{TH} \rho) J_m(k_{mn}^{TH} \rho') \times \right.$$

$$\left. \times f_{mn}(\omega_{mn}^{TH}; t, t') + \frac{B_{mn}}{k_{mn}^{TE}} J_m(k_{mn}^{TE} \rho) J'_m(k_{mn}^{TE} \rho') l_{mn}(\omega_{mn}^{TE}; t, t') \right], \quad (\text{II.14})$$

$$G_{E21}^R(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}) = - \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} (m/i) e^{im(\varphi-\varphi')} \left[\frac{A_{mn}}{k_{mn}^{TH} \rho'} J_m(k_{mn}^{TH} \rho) J'_m(k_{mn}^{TH} \rho') \times \right.$$

$$\left. \times f_{mn}(\omega_{mn}^{TH}; t, t') + \frac{B_{mn}}{J'_m(k_{mn}^{TE} \rho)} J_m(k_{mn}^{TE} \rho') l_{mn}(\omega_{mn}^{TE}; t, t') \right] \quad (\text{II.15})$$

$$G_{E_{22}}(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} e^{im(\varphi-\varphi')} \left[A_{mn} \left(\frac{m^2}{(k_{mn}^{TH})^2 \rho \rho'} \right) J_m(k_{mn}^{TH} \rho) J_m(k_{mn}^{TH} \rho') \times \right. \quad (\text{II.16})$$

$$\left. \times f_{mn}(\omega_{mn}^{TH}; t, t') + B_{mn} J'_m(k_{mn}^{TE} \rho) J'_m(k_{mn}^{TE} \rho') l_{mn}(\omega_{mn}^{TE}; t, t') \right]$$

$$G_{E_{33}}(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} e^{im(\varphi-\varphi')} A_{mn} J_m(k_{mn}^{TH} \rho) J_m(k_{mn}^{TH} \rho') f_{mn}(\omega_{mn}^{TH}; t, t'), \quad (\text{II.17})$$

$$G_{E_{13}}(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}) = G_{E_{23}}(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}) = G_{E_{31}}(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}) = G_{E_{32}}(v_{\perp}; t', t; r'_{\perp}, r_{\perp}) = 0, \quad (\text{II.18})$$

где $A_{mn} = \frac{-iv_{\perp}}{\pi(k_{mn}^{TH} R) R J_{m+1}^2(k_{mn}^{TH} R)}$, $f_{mn}(\omega_{mn}^{TH}; t, t') = e^{-i\omega_{mn}^{TH}(t-t')}$, $\omega_{mn}^{TH} = k_{mn}^{TH} v_{\perp} = v_{mn} \frac{v_{\perp}}{R}$,

$$B_{mn} = \frac{-iv_{\perp}}{\pi(k_{mn}^{TE} R) R J_m^2(k_{mn}^{TE} R)} \left[1 - \frac{m^2}{(k_{mn}^{TE} R)^2} \right], \quad \omega_{mn}^{TE} = k_{mn}^{TE} v_{\perp} = v'_{mn} \frac{v_{\perp}}{R_{\perp}}; \quad v_{mn} \text{ и } v'_{mn} \text{ есть кор-}$$

ни $J_m(z)$ и $J'_m(z)$ соответственно.

Точечный источник электрического тока

$$G_{E_{11}}^R(v; t', t; r', r) = -\frac{i}{16\pi^2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{im(\varphi-\varphi')} \int_{-\infty}^{\infty} d\omega e^{-i\omega(t-t')} \int_{-\infty}^{\infty} d\chi e^{-i\chi(z-z')} \times \quad (\text{II.19})$$

$$\times \left[\frac{m^2}{\dot{v}^2(\dot{\omega}, \chi) \rho \rho'} J_m(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi) \rho) J_m(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi) \rho') \frac{H_m^{(1)}(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi) R)}{J'_m(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi) R)} + \right.$$

$$\left. + J'_m(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi) \rho) J'_m(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi) \rho') \frac{H_m^{(1)}(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi) R)}{J_m(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi) R)} \right]$$

$$G_{E_{12}}^R(v; t', t; r', r) = -\frac{1}{16\pi^2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} m e^{im(\varphi-\varphi')} \int_{-\infty}^{\infty} d\omega e^{-i\omega(t-t')} \int_{-\infty}^{\infty} d\chi e^{-i\chi(z-z')} \times \quad (\text{II.20})$$

$$\times \left[\left(\frac{1}{\dot{v}(\dot{\omega}, \chi) \rho} \right) J_m(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi) \rho) J'_m(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi) \rho') H_m^{(1)} \frac{\dot{v}(\dot{\omega}, \chi) R}{J'_m(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi) R)} + \right.$$

$$\left. + \left(\frac{1}{\dot{v}(\dot{\omega}, \chi) \rho'} \right) \cdot J'_m(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi) \rho) \cdot J_m(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi) \rho') \cdot H_m^{(1)} \frac{\dot{v}(\dot{\omega}, \chi) R}{J_m(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi) R)} \right],$$

$$G_{E_{21}}^R(v; t', t; r', r) = \frac{1}{16\pi^2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} m e^{im(\varphi-\varphi')} \int_{-\infty}^{\infty} d\omega e^{-i\omega(t-t')} \int_{-\infty}^{\infty} d\chi e^{-i\chi(z-z')} \times \quad (\text{II.21})$$

$$\times \left[\frac{1}{\dot{v}(\dot{\omega}, \chi) \rho'} J'_m(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi) \rho) J_m(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi) \rho') \frac{H_m^{(1)}(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi) R)}{J'_m(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi) R)} + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{\dot{v}(\dot{\omega}, \chi) \rho} \cdot J_m(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi) \rho) \cdot J'_m(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi) \rho') \cdot \frac{H_m^{(1)}(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi) R)}{J_m(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi) R)} \right],$$

$$G_{E22}^R(v; t', t; r', r) = -\frac{i}{16\pi^2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{im(\varphi-\varphi')} \int_{-\infty}^{\infty} d\dot{\omega} e^{-i\dot{\omega}(t-t')} \int_{-\infty}^{\infty} d\chi e^{-i\chi(z-z')} \times$$

$$\times \left[J_m(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi)\rho) \cdot J_m(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi)\rho') \frac{H_m^{(1)}(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi)R)}{J_m'(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi)R)} + \right. \quad (\text{П.22})$$

$$\left. + \frac{m^2}{\dot{v}^2(\dot{\omega}, \chi)\rho\rho'} J_m'(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi)\rho) \cdot J_m'(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi)\rho') \frac{H_m^{(1)}(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi)R)}{J_m(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi)R)} \right],$$

$$G_{E33}^R(v; t', t; r', r) = \frac{-i}{16\pi^2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{im(\varphi-\varphi')} \int_{-\infty}^{\infty} d\dot{\omega} e^{-i\dot{\omega}(t-t')} \int_{-\infty}^{\infty} d\chi e^{-i\chi(z-z')} \times$$

$$\times J_m(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi)\rho) \cdot J_m(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi)\rho') \frac{H_m^{(1)}(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi)R)}{J_m(\dot{v}(\dot{\omega}, \chi)R)}, \quad (\text{П.23})$$

$$G_{E13}^R(v; t', t; r', r) = G_{E23}^R(v; t', t; r', r) = G_{E31}^R(v; t', t; r', r) = G_{E32}^R(v; t', t; r', r) = 0. \quad (\text{П.24})$$

$$G_{E11}(v; t', t; r', r) = \hat{G}_E^S(v; t', t; r', r) \cdot \cos(\varphi - \varphi') + G_{E11}^R(v; t', t; r', r), \quad (\text{П.25})$$

$$G_{E12}(v; t', t; r', r) = \hat{G}_E^S(v; t', t; r', r) \cdot \sin(\varphi - \varphi') + G_{E12}^R(v; t', t; r', r), \quad (\text{П.26})$$

$$G_{E21}(v; t', t; r', r) = \hat{G}_E^S(v; t', t; r', r) \cdot (-1) \sin(\varphi - \varphi') + G_{E21}^R(v; t', t; r', r), \quad (\text{П.27})$$

$$G_{E22}(v; t', t; r', r) = \hat{G}_E^S(v; t', t; r', r) \cdot \cos(\varphi - \varphi') + G_{E22}^R(v; t', t; r', r), \quad (\text{П.28})$$

$$G_{E33}(v; t', t; r', r) = \hat{G}_E^S(v; t', t; r', r) + G_{E33}^R(v; t', t; r', r), \quad (\text{П.29})$$

$$G_{E13}(v; t', t; r', r) = G_{E23}(v; t', t; r', r) = G_{E31}(v; t', t; r', r) = G_{E32}(v; t', t; r', r) = 0. \quad (\text{П. 30})$$

Список литературы: 1. *Месяц Г.А.* Импульсная энергетика и электроника. М.: Наука, 2004. 704 с. 2. *Кузелев М.В., Рухадзе А.А., Стрелков П.С.* Плазменная релятивистская СВЧ электроника. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2002. 544 с. 3. *Zotter B.W, Kheifets S.A.* Impedances and wakes in high-energy particle accelerators. London: World Scientific, 2000. 405 p. 4. *Бурнштейн Э.Л., Воскресенский Г.В.* Линейные ускорители электронов с интенсивными пучками. М.: Атомиздат, 1970. 191 с. 5. *Нерух А.Г., Хижняк Н.А.* Современные проблемы нестационарной макроскопической электродинамики. Харьков: Тест- Радио, 1991. 280 с. 6. *Диканский Р.С., Петриков Д.В.* Физика интенсивных пучков в накопителях. Новосибирск: Наука. Сиб. отд-ние, 1989. 336 с. 7. *Harmuth H.H.* Antennas and waveguides for nonsinusoidal waves. Orlando. Academic Press. Inc., 1984. 276 p. 8. *Борисов В.В.* Неустановившиеся поля в волноводах. Ленинград: Изд-во Ленингр. ун-та, 1991. 153 с. 9. *Владимиров В.С.* Уравнения математической физики. М.: Наука, 1971. 512 с. 10. *Prijmenko S.D.* Green's function of linear and point sources of a circular waveguide // *Telecommunication and radio engineering*, 2001. V.55, № 1. P. 9-27. 11. *Фелсен Л., Маркувиц Н.* Излучение и рассеяние волн. М.: Мир, 1978. Т.2. 555 с.

Национальный Научный Центр

«Харьковский Физико-Технический Институт»

Поступила в редколлегию 31.07.2009

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ФОРМИРОВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ ОПТОЭЛЕКТРОННОЙ АКУСТООПТИЧЕСКОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СРЕДЫ

Введение

Современные высокопроизводительные компьютерные системы на основе акустооптических процессоров (АОП) обеспечивают решение задач линейной алгебры, спектрального анализа радиосигналов, переконфигурации межсоединений [1] и т. д. К преимуществам АОП следует отнести универсальность реализуемых математических операций, высокую степень параллельности обработки информации, использование которых делает возможным создание высокопроизводительных систем потоковой обработки информации.

Вместе с тем, применение аналоговых АОП ограничено недостаточной точностью преобразований (вычислений), не превышающей 8 – 10 двоичных разрядов даже для устройств с оптимальными статистическими параметрами и характеристиками возмущающих факторов (шумы и погрешности элементов процессора и перекрестные помехи между каналами обработки) [2, 3].

Переход к дискретному представлению информации световым и акустическим сигналами в акустооптической среде создает условия для достижения точности преобразования 128 и более двоичных разрядов [4, 5]. При этом в акустооптической среде формируется последовательность акустических импульсов, в области локализации которых происходит дифракция световых импульсов, за счет чего выполняются математические операции над данными или информацией, представленными акустическим или оптическим сигналом. Каждая такая область представляет собой элемент вычислительной среды, формируемый кодированием акустической и оптической импульсных последовательностей [6].

В работе построена функциональная модель процесса формирования элементов оптоэлектронной акустооптической вычислительной среды (ОАВС), проведено моделирование для различных случаев локализации элементов ОАВС.

Функциональная модель процесса формирования элементов вычислительной среды

В работах [6, 7] рассмотрено пространственно-временное представление акустического волнового пакета и оптического импульса при их взаимодействии в акустооптической среде, получена математическая модель элемента вычислительной среды, сформированного в результате акустооптического взаимодействия. Дискретные сигналы $\hat{s}_1(t)$ и $\hat{s}_2(t)$ [6] распространяются, как показано на рис. 1: сигнал $\hat{s}_1(t)$ движется в акустооптической среде вдоль оси x со скоростью V , сигнал же $\hat{s}_2(t)$ движется почти перпендикулярно к нему (угол зависит от режима дифракции), вдоль оси z со скоростью света c .

С учетом зависимости от координат x и z , а также в предположении, что времена дискретизации τ_1 и τ_2 и длительности прямоугольных дискретизирующих импульсов ε_1 и ε_2 для сигналов $\hat{s}_1(t)$ и $\hat{s}_2(t)$ могут отличаться, можно записать:

$$\hat{s}_1(t, x) = \sum_k s_1(k\tau_1) \cdot \{\theta(t - k\tau_1 + \varepsilon_1/2 - x/V) - \theta(t - k\tau_1 - \varepsilon_1/2 - x/V)\},$$

$$\hat{s}_2(t, z) = \sum_n s_2(n\tau_2) \cdot \{\theta(t - n\tau_2 + \varepsilon_2/2 - z/c) - \theta(t - n\tau_2 - \varepsilon_2/2 - z/c)\},$$

где $s_1(k\tau_1)$ и $s_2(n\tau_2)$ – дискретные отсчеты сигналов $\hat{s}_1(t)$ и $\hat{s}_2(t)$.

Выходной сигнал $\hat{s}_{\text{вых}}(t, x, z)$, представляющий собой произведение сигналов $\hat{s}_1(t, x)$ и $\hat{s}_2(t, z)$, определяется выражением, в котором каждый из членов суммы описывает элемент вычислительной среды, положение которого в пространстве и времени задается набором

произведений функций Хевисайда (выражение в квадратных скобках), а амплитуда определяется произведением соответствующих дискретных отсчетов сигналов $s_1(k\tau_1)$ и $s_2(n\tau_2)$:

$$\hat{s}_{\text{вых}}(t, x, z) = \sum_k \sum_n s_1(k\tau_1) \cdot s_2(n\tau_2) \cdot \left[\theta\left(t - k\tau_1 + \frac{\varepsilon_1}{2} - \frac{x}{V}\right) \cdot \theta\left(t - n\tau_2 + \frac{\varepsilon_2}{2} - \frac{z}{c}\right) - \theta\left(t - k\tau_1 + \frac{\varepsilon_1}{2} - \frac{x}{V}\right) \cdot \theta\left(t - n\tau_2 - \frac{\varepsilon_2}{2} - \frac{z}{c}\right) - \theta\left(t - k\tau_1 - \frac{\varepsilon_1}{2} - \frac{x}{V}\right) \cdot \theta\left(t - n\tau_2 + \frac{\varepsilon_2}{2} - \frac{z}{c}\right) + \theta\left(t - k\tau_1 - \frac{\varepsilon_1}{2} - \frac{x}{V}\right) \cdot \theta\left(t - n\tau_2 - \frac{\varepsilon_2}{2} - \frac{z}{c}\right) \right] \quad (1)$$

При этом $\hat{s}_{\text{вых}}(t, x, z)$ можно трактовать как сигнал, заданный для x и t , и движущийся вдоль оси z со скоростью c , как изображено на рис. 1.

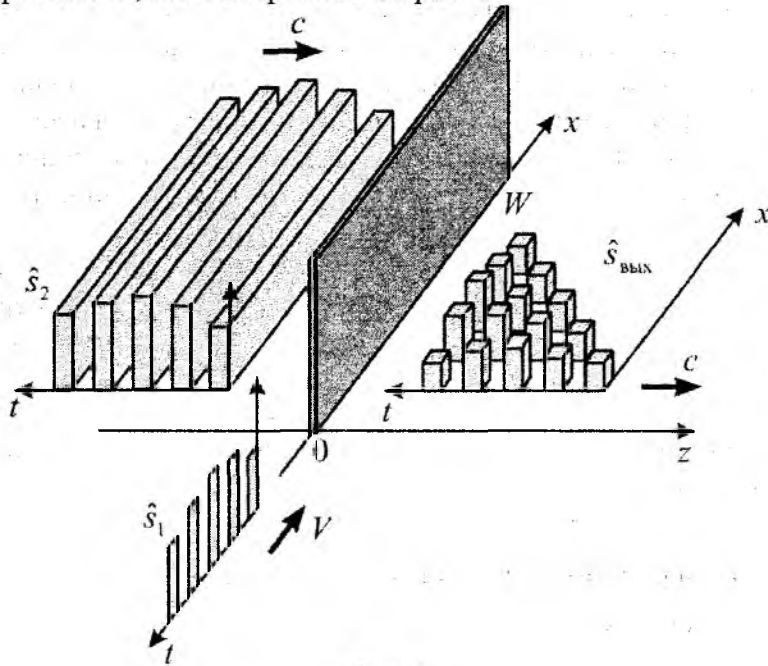


Рис. 1

Элементы вычислительной среды формируются при заполнении области взаимодействия акустическими волновыми пакетами. Этот процесс может быть представлен функциональной моделью, изображенной на рис. 2.

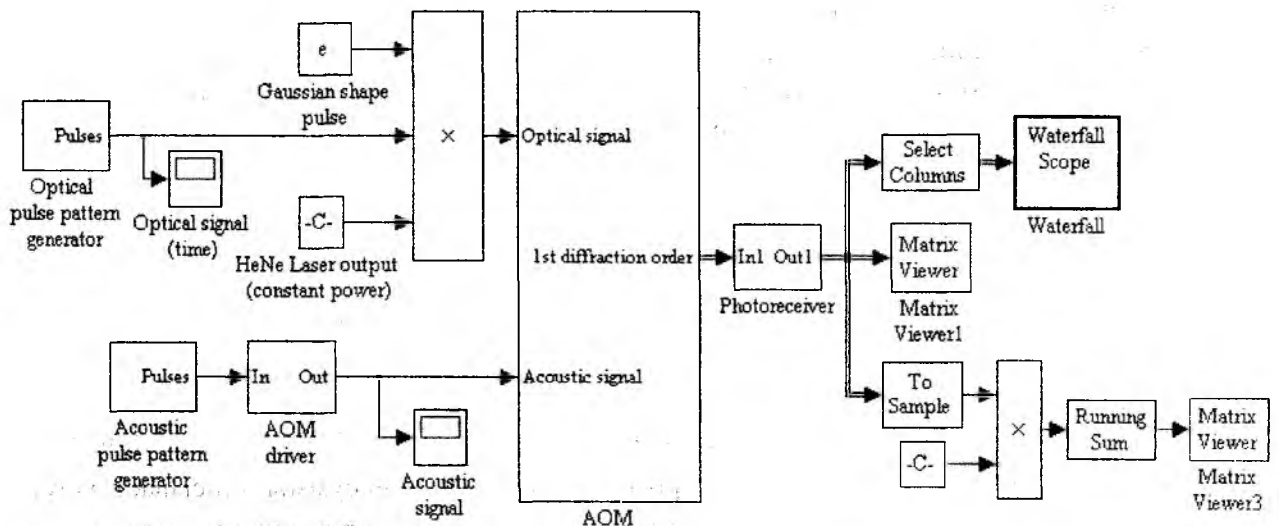


Рис. 2

Дискретная функциональная модель акустооптического модулятора (АОМ), изображенная на рис. 3, состоит из следующих блоков: блока задержки, отображающего свойство апоминания акустооптической средой сигнала s_k , находящегося в апертуре АОМ; блока умножения матриц, выполняющего перемножение данных, представленных оптическим и акустическим дискретными сигналами, и блока усиления, отображающего эффективность дифракции. Выражение для акустического сигнала s_k , можно записать следующим образом:

$$s_k = \{s_{k-N-1}, \dots, s_{k-1}, s_k\}^T,$$

где N – количество отсчетов входного акустического сигнала, накопленных в апертуре модулятора.

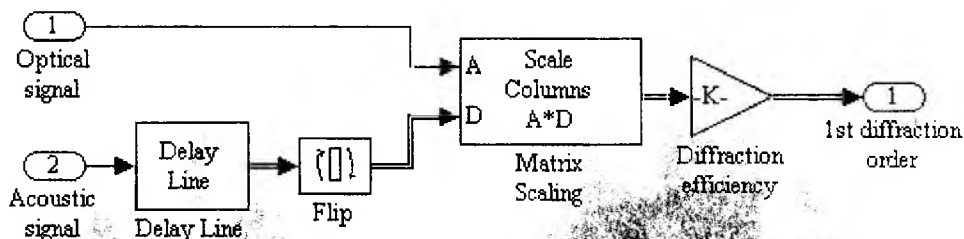


Рис. 3

Выражение для текущего отсчета по времени оптического сигнала $u_{ввых_k}$ на выходе первого дифракционного порядка АОМ имеет вид

$$u_{ввых_k} = K \cdot \begin{bmatrix} s_k & & & 0 \\ & s_{k-1} & & \\ & & \dots & \\ 0 & & & s_{k-N-1} \end{bmatrix} \times u_{вх_k},$$

где $u_{ввых_k}$ – сигнал на оптическом входе АОМ, K – коэффициент, задающий эффективность дифракции в первый порядок.

Входной сигнал $u_{ввых_k}$, подающийся на оптический вход АОМ, задается матрицей пространственного распределения интенсивности светового пучка, освещающего модулятор, для каждого из дискретных временных отсчетов. Изменение светового сигнала во времени

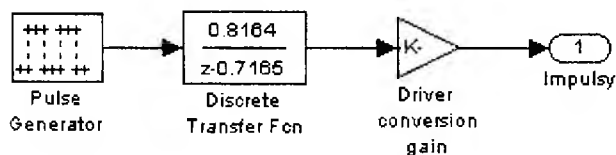


Рис. 4

задается блоком формирования оптических импульсов, изображенным на рис. 4, и состоящем из генератора сигналов прямоугольной формы, дискретного инерционного звена, отображающего инерционность компаратора, и усилительного звена, отображающего коэффициент передачи схемы управления.

Сигнал с выхода формирователя оптических импульсов, представляющий собой некоторый скаляр для каждого дискретного момента времени, домножается на константу, соответствующую мощности используемого лазера, а также на матрицу, задающую гауссово распределение интенсивности в сечении светового потока (рис. 5). Промодулированный таким образом гауссов пучок показан на рис. 6.

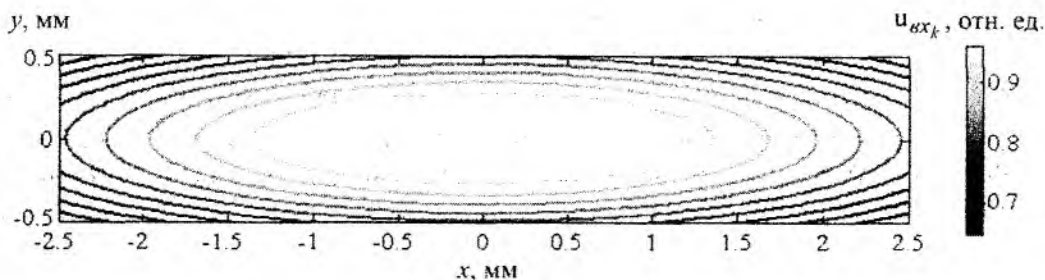


Рис. 5

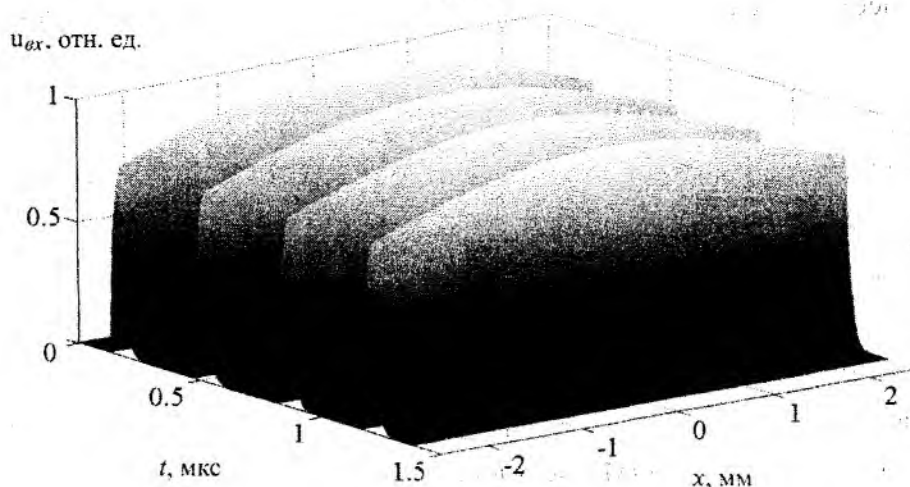


Рис. 6

Устройство формирования акустических импульсов состоит из таких же блоков, что и устройство формирования оптических импульсов (рис. 4), но отличается частотой и скважностью выходного сигнала.

Результаты моделирования

Выходной оптический сигнал $u_{\text{вых}k}$, соответствующий входным оптическим (рис. 6) и акустическим последовательностям импульсов, приведен на рис. 7. Этот рисунок отражает процесс формирования элементов оптоэлектронной акустооптической вычислительной среды для входных 4-битных комбинаций {1111} оптического и акустического сигналов. Каждый из элементов среды формируется в результате выполнения операции побитового умножения соответствующих разрядов.

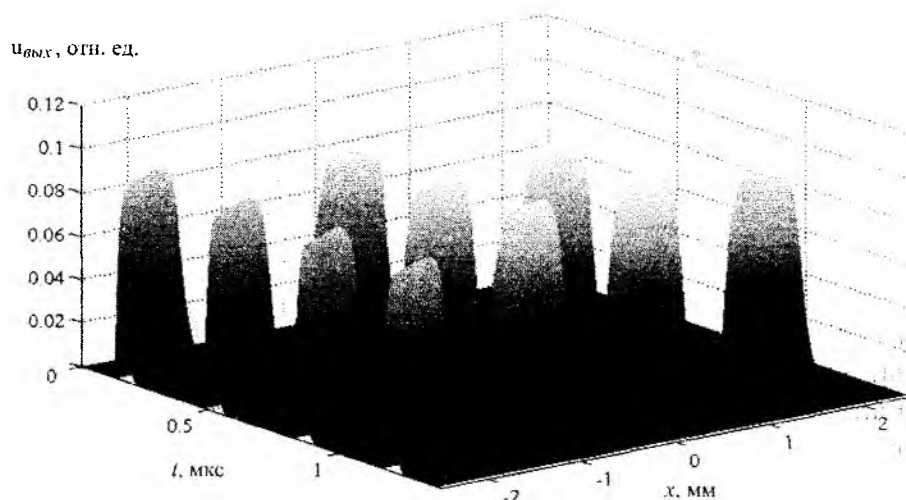


Рис. 7

На рис. 8 изображен сигнал на выходе блока, являющегося функциональной моделью матрицы ПЗС, и выполняющего суммирование интенсивностей оптических импульсов в направлении первых дифракционных порядков АОМ для каждого из акустических импульсов.

Выходные оптические сигналы $u_{\text{вых}k}$ для входных оптической последовательности $\{1111\}$ и акустических последовательностей $\{1010\}$, $\{1000\}$ и $\{1001\}$, приведены на рис. 9-а, б, в соответственно.

Сигналы на выходе блока, выполняющего суммирование интенсивностей оптических импульсов в направлении первых дифракционных порядков АОМ, для акустических последовательностей $\{1010\}$, $\{1000\}$ и $\{1001\}$ представлены на рис. 10, а, б, в соответственно.

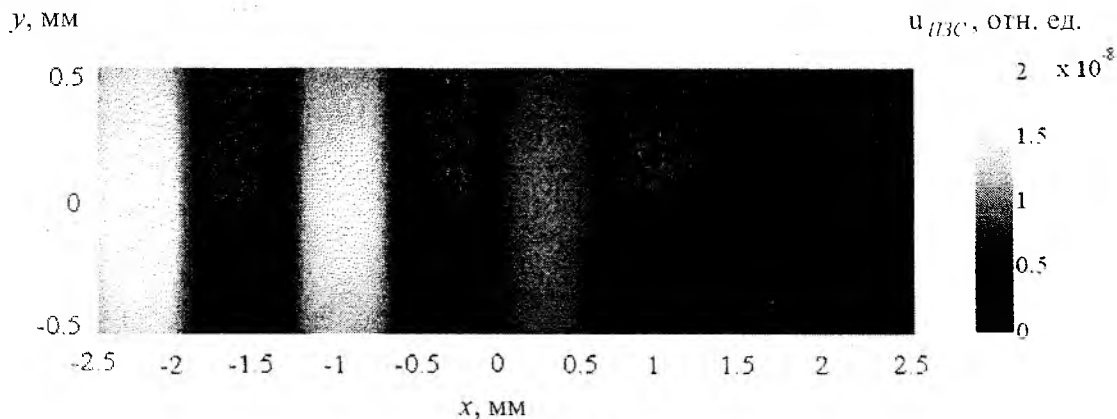


Рис. 8

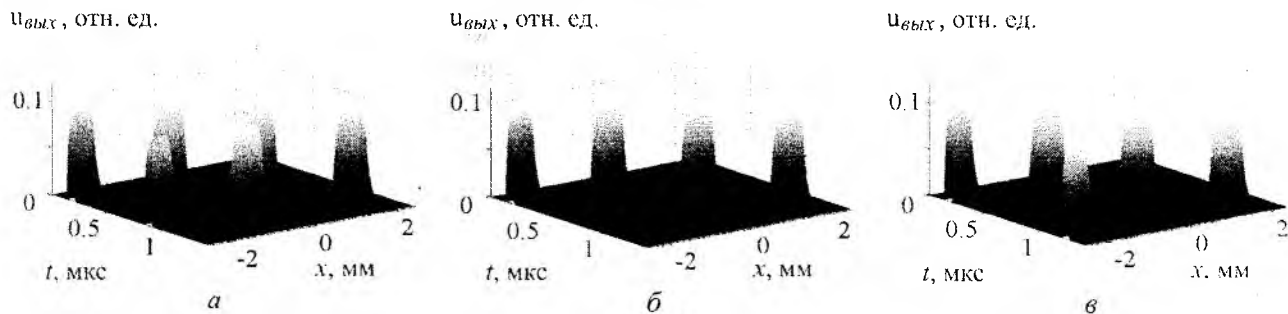


Рис. 9

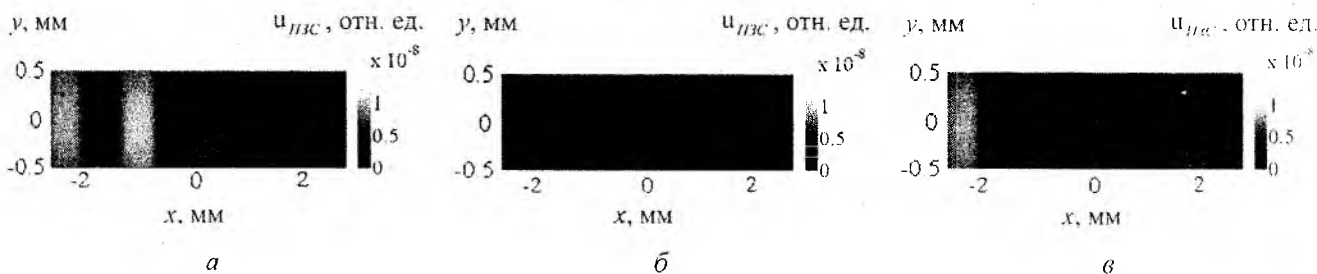


Рис. 10

Компьютерные системы, построенные на основе оптоэлектронных акустооптических вычислительных сред, способны обеспечить высокую производительность при реализации математических операций и функции хранения информации за счет использования физических явлений в акустооптической среде. Анализ литературы показывает возможность создания когерентных источников, генерирующих излучение в полосе частот ультрафиолетового, видимого и инфракрасного диапазонов спектра, достигающей 300 – 400 ТГц. При этом скорость передачи информации с использованием таких источников может быть равна 100 Тб/с [8]. Современные акустооптические устройства работают на частотах звуковых волн 10 ГГц и более, с диапазоном перестройки до 3 ГГц [9].

С учетом приведенных технических характеристик число элементов ОАВС, формируемое за время $\Delta t = L/(2VN)$ (время, в течение которого в среде акустооптического взаимодействия происходит сдвиг на половину разряда, при этом L – апертура АОМ, V – скорость звука в среде, N – число разрядов, одновременно находящихся в апертуре АОМ)

$$N_{\text{ОАВС}} = \frac{\Delta t}{t_c} N = \frac{L}{2Vt_c}, \quad (2)$$

где t_n – длительность оптического импульса. Для 256-разрядной ОАВС ($N=256$, рис. 11), при $t_c=10$ фс, $L=0.05$ м, $V=3630$ м/с, Δt составит ~ 26.9 нс. Число элементов ОАВС, сформированных за время Δt , согласно выражению (2), будет равно $\sim 680 \cdot 10^6$, при этом скорость формирования элементов составит $\sim 2.56 \cdot 10^{16}$ эл./с.

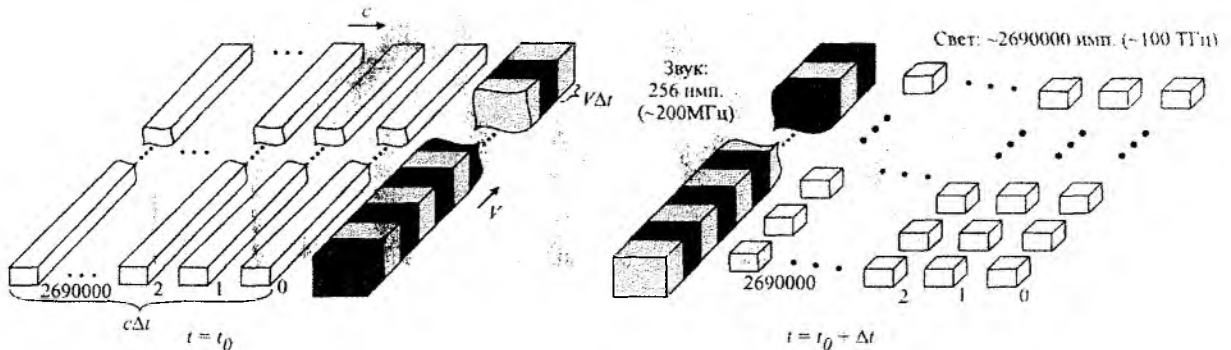


Рис. 11

Выводы

Традиционным преимуществом акустооптических процессоров с дискретным представлением преобразуемой информации считается повышенная точность обработки при высокой производительности. Вместе с этим, при переходе к дискретному представлению оптического и акустического сигналов происходит формирование элементов оптоэлектронной акустооптической вычислительной среды в областях локализации акустических импульсов.

Моделирование процесса формирования элементов ОАВС позволило произвести оценку некоторых ее технических характеристик. Так, по количеству элементов предлагаемая ОАВС сравнима с наиболее современными электронными микропроцессорами, вместе с тем ее создание не связано с рядом технологических проблем, присущих электронной технике.

Список литературы: 1. Белов П.А., Беспалов В.Г., Васильев В.Н. и др. Оптические процессоры: достижения и новые идеи // Проблемы когерентной и нелинейной оптики. Сб. статей под ред. И.П. Гурова и С.А. Козлова. СПб.: СПбГУ ИТМО, 2006. 268 с. 2. Одинокое С.Б., Петров А.В. Анализ точностных параметров оптико-электронного матрично-векторного процессора обработки цифровой информации // Квантовая электроника. 1995. Т. 22, №10. С. 1001 – 1008. 3. Липинский А.Ю., Рудякова А.Н., Данилов В.В. Физическая модель акустооптического процессора цифровой обработки сигналов // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. 2006. №1(61). С. 9-12. 4. Липинский А.Ю., Рудякова А.Н., Данилов В.В. Пат. UA №15936 U. Акустооптический дискретный сигнальный процессор. 2006. 5. Рудякова А.Н., Липинский А.Ю., Данилов В.В. Пат. UA № 29963. Акустооптический цифроаналоговый перетворювач. 2008. 6. Липинский А.Ю. Пространственно-временное представление сигналов в акустооптических устройствах дискретной обработки информации // Реєстрація, зберігання і обробка даних. 2009. Т. 11, №1. С. 74-86. 7. Lipinski A.Y., Rudiaikova A.N., Danilov V.V. Acoustooptic Binary Coding Based on Space-Time Integration and Its Application to Ultrafast High-Resolution Digital-Analog Conversion // IEEE Photonics Technology Letters. 2008. Vol. 20, № 24. P. 2087-2089. 8. Беспалов В.Г., Васильев В.Н., Козлов С.А. и др. Использование фемтосекундного суперконтинуума в системах сверхплотной передачи информации // Оптические и лазерные технологии. Сб. статей под ред. В.Н.Васильева СПб: СПбГИТМО(ТУ). 2001. С. 214-219. 9. Petrov V. Modern applications of high frequency acoustooptics // Molecular and Quantum Acoustics. 2003. Vol. 24. P. 135-140.

Донецкий национальный университет

Поступила в редколлегию 31.07.2009

АНАЛИЗ ЧАСТОТНЫХ СВОЙСТВ СИНХРОНИЗИРОВАННОГО АВТОГЕНЕРАТОРА С АВТОМАТИЧЕСКОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ ЧАСТОТЫ ГЕНЕРАЦИИ

Введение

Различные устройства синхронизации, например прямая синхронизация, частотная автоподстройка, фазовая автоподстройка, обычно решают задачу привязки частоты или фазы мощного генератора к другому генератору, обычно маломощному, обладающему высокой стабильностью и малыми флуктуациями параметров.

Применительно к частотным радиотехническим системам, осуществляющим, например, измерение скоростных параметров подвижных объектов [1], широкое применение нашли следящие доплеровские фильтры. В данном случае роль маломощного генератора выполняет входной сигнал доплеровской частоты, наблюдаемый на фоне помех, а роль мощного генератора выполняет управляемый генератор. При этом полезная частотная информация переносится на частоту управляющего генератора и далее обрабатывается на предмет извлечения доплеровской частоты и ее использования для измерения скоростных параметров движения объекта [2, 3].

Другие возможные варианты построения следящего доплеровского фильтра, например усилителя промежуточной частоты с перестройкой, считаются достаточно сложными и практически исключены из рассмотрения.

Цель статьи – показать возможность реализации следящего доплеровского измерителя, отличного от схем частотной и фазовой автоподстройки частоты. В основу функционирования рассмотренного в работе следящего доплеровского фильтра предлагается применить автогенератор с прямой синхронизацией по высокочастотному входу и автоматической перестройкой по тракту управления частотно-задающим элементом автогенератора. По мнению авторов и приведенным в работе результатам исследований данный вариант построения доплеровского фильтра расширяет и дополняет уже имеющийся набор следящих фильтров и в ряде случаев обладает некоторыми преимуществами перед устройствами частотной и фазовой автоподстройки частоты.

Содержание исследований

Теоретические аспекты синхронизации автогенератора внешним синхронизирующим сигналом подробно рассмотрены в [4]. Результаты этих исследований можно отнести к фундаментальным в области теории флуктуаций в автоколебательных системах.

С позиций целевой задачи, сформулированной в работе, выделим основные параметры, характеризующие частотные свойства синхронизированного генератора (СГ):

1. Полоса синхронизации внешним сигналом.
2. Вид синхронизирующего сигнала.
3. Остаточная средняя расстройка между синхронизирующей и синхронизированной частотами.
4. Ширина спектральной линии синхронизированного сигнала.
5. Влияние технических флуктуаций частотно-задающего элемента.

Рассмотрим в соответствии с выделенными параметрами частотные свойства СГ при одновходовом воздействии гармонического синхронизирующего сигнала.

Полагаем, что на синхронизирующий вход СГ действует внешний синусоидальный сигнал $U(t) = E_0 \cdot \cos \omega_c t$ с амплитудой E_0 и частотой ω_c , мало отличающейся от частоты свободных автоколебаний ω_0 :

$$\Delta = (\omega_c - \omega_0) \ll \omega_0.$$

Отвлекаясь от переходных процессов при синхронизации для установившихся значений фазы φ_o и амплитуды R_o синхронизированного колебания, получим на выходе СГ гармонический сигнал

$$\chi(t) = R_o (1 + \alpha_o) \cdot \cos(\omega_o t + \varphi_o), \quad (1)$$

где α_o – приращение амплитуды $\chi(t)$, зависящее от амплитуды E_o входного гармонического сигнала.

Расчетная величина α_o определяется по формуле

$$\alpha_o = \frac{-q \cdot \Delta + p \sqrt{\Delta_o^2 - \Delta}}{p^2 + q^2}, \quad (2)$$

где параметры p и q определяются из соотношений

$$q\alpha_o + \Delta = -\frac{\omega_o E_o}{2R_o} \cos \varphi_o; \quad p\alpha_o + \Delta = -\frac{\omega_o E_o}{2R_o} \sin \varphi_o.$$

Полоса синхронизации, именуемая критической расстройкой частоты входного сигнала, относительно частоты свободных колебаний СГ

$$\Delta_o = \frac{\omega_o E_o}{2R_o} \sqrt{1 + \frac{q^2}{p^2}}. \quad (3)$$

Следовательно, синхронизация возможна лишь при $-\Delta_o < \Delta < +\Delta_o$, и общая полоса синхронизации СГ равна $2\Delta_o$.

Остаточная средняя расстройка оценивается в соответствии с формулой

$$\nu_{ост} = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot S} \left[\int_{1+\Delta}^{\infty} \sqrt{\left(\xi - \frac{\Delta}{\Delta_o}\right)^2 - 1} \cdot e^{-\frac{\xi^2}{2S^2}} d\xi - \int_{1-\Delta}^{\infty} \sqrt{\left(\xi + \frac{\Delta}{\Delta_o}\right)^2 - 1} \cdot e^{-\frac{\xi^2}{2S^2}} d\xi \right], \quad (4)$$

где $S^2 = \langle \xi^2 \rangle$, ξ – безразмерная случайная величина; $\xi \equiv \frac{\omega_o}{2\Delta_o} g_c$, (g_c – статистическая функция, характеризующая медленность флуктуаций амплитуды СГ).

Пределы изменения S по данным, приведенным в [4], составляют 0,05–0,3.

Ширина спектральной линии и ее форма зависят от величины флуктуаций частото- задающего элемента, автогенератора и в основном от технических флуктуаций емкости. При этой ситуации

$$g_c(t) = \delta C(t) = \frac{\Delta C(t)}{\langle C \rangle}, \quad (5)$$

$$S^2 = \frac{\omega_o^2}{4\Delta_o^2} \langle \delta C^2 \rangle. \quad (6)$$

В формулах (5) и (6) $\langle C \rangle$ – средняя емкость контура автогенератора, $\Delta C(t)$ – временные флуктуации, $\langle \delta C^2 \rangle$ – дисперсия.

Тогда можно рассчитать ширину спектральной линии СГ согласно выражения

$$\Delta\Omega = \frac{\pi\Delta_o}{2} \Delta_o \tau_o E(S, \Delta), \quad (7)$$

где τ_o – время корреляции флуктуаций параметра (C).

Расчетное выражение для функции $E(S, \Delta)$ достаточно сложное и в данном случае в работе не приведено. При необходимости пользования функцией $E(S, \Delta)$ можно обратиться к [4].

При малых Ω форма спектральной линии СГ имеет вид резонансной кривой с шириной, равной $\Delta\Omega$.

Более строгий подход к рассмотрению поведения синхронизированного сигнала сводится к тому, что реальный синхронизирующий сигнал не может быть строго синусоидальным.

Следовательно, необходимо учитывать его немонохромность. Другими словами, данный сигнал принадлежит к классу квазигармонических сигналов и процессов.

Отметим одну из особенностей квазигармонических сигналов. Один и тот же узкополосный спектр, близкий к квазигармоническому синхронизирующему сигналу может иметь и «белый» шум, прошедший через узкополосный формирующий фильтр. Разница между ними будет состоять в различии статистических характеристик.

Будем полагать, что на автогенератор действует квазимонохроматический сигнал $U(t) = E_0 \cos(\omega_c t + \psi_t)$, где ψ_t – заданные флуктуации фазы.

Синхронизированное колебание на выходе СГ запишется в виде

$$\chi(t) = (R_0 + \rho + b_1 \dot{\psi}_t) \cdot \cos(\omega_c t + \psi_0 + \psi_t + a_1 \dot{\psi}_t). \quad (8)$$

Соотношение (8) выражает искомые фазовые флуктуации синхронизированного колебания через фазовые флуктуации внешнего сигнала $U(t)$.

В выражении (8) ρ , b_1 , a_1 – постоянные коэффициенты, ψ_0 – установившаяся фаза синхронизированных колебаний, $\dot{\psi}_t$ – производная фазы входного колебания.

Анализ выражения (8) показывает, что при достаточно медленных флуктуациях фазы синхронизирующего сигнала формы спектров сигналов $U(t)$ и $\chi(t)$ совпадают.

При более быстрых флуктуациях появляется несимметрия – различие формы спектров $U(t)$ и $\chi(t)$.

При этом форма спектральной линии слабо зависит от формы линии синхронизирующего сигнала, а функция корреляции флуктуаций частоты выходного сигнала изменяется значительно медленнее, чем возможные функции корреляции флуктуаций частоты входного сигнала (от дельта-функции до постоянной).

К числу основных недостатков классического варианта СГ можно отнести следующее:

- сильная зависимость остаточной расстройки, ширины спектральной линии и ее формы от уровня E_0 синхронизирующего сигнала и его флуктуаций;
- малая ширина критической расстройки Δ_0 частоты синхронизированного сигнала;
- существенная зависимость монохроматичности, ширины и формы спектральной линии выходного сигнала СГ от собственных шумов и флуктуаций частотно-задающих элементов (емкости резонансного контура).

Существенным преимуществом СГ прямым синхронизирующим сигналом является простота технической реализации по сравнению с широко применяемыми схемами фазовой и частотной автоподстройки (ФАП и ЧАП).

При учете амплитудных флуктуаций синхронизирующего сигнала появляются дополнительные спектры амплитудных флуктуаций и свертки амплитудных спектров с фазовыми.

Введем теперь в схему СГ канал дополнительного воздействия на частоту генерации, состоящий из частотного дискриминатора и фильтра нижних частот, а также будем полагать, что на основной синхронизирующий вход поступает гармонический сигнал или квазигармонический сигнал в смеси с нормальным «белым» шумом, прошедший формирующий фильтр. В дальнейшем формирующий фильтр (ФФ) будет определять возможную полосу критической расстройки Δ_0 СГ с двойным управлением. Функциональная схема СГ с автоматической перестройкой частоты генерации приведена на рис. 1.

Рассмотрим работу схемы СГ в соответствии с рис. 1. На вход ФФ поступает синхронизирующее колебание $U(t)$. В конкретном случае полагаем $U(t) = E_0 \cos \omega_c t$ с некоторыми пределами изменения $\omega_c \pm \Delta\omega$ при $\omega_c = \omega_0$. Если вместе с синхронизирующим сигналом

$U(t)$ на вход ФФ поступает шумовая помеха в виде аддитивного нормального шума $n(t)$, то на выходе ФФ будет наблюдаться аддитивная смесь $U(t)$ и квазигармонической помехи $U_{ш}(t) = E_{ш0} \cos(\omega_0 t + \psi_t)$, где $\omega_{ш}$, ψ_t и $E_{ш0}$ определены ранее, ($\omega_{ш} \approx \omega_0$).

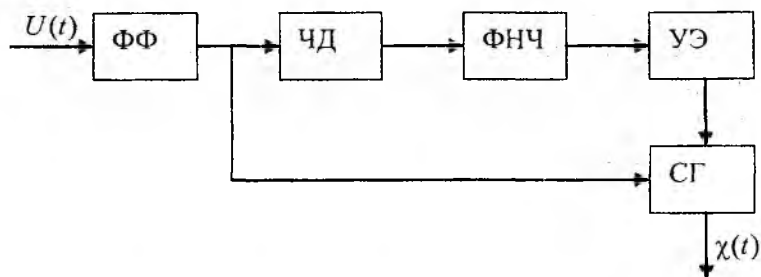


Рис. 1. Функциональная схема синхронизированного генератора с автоматической перестройкой частоты генерации. ФФ – формирующий фильтр; ЧД – частотный детектор; ФНЧ – фильтр нижних частот; УЭ – управляющий элемент; СГ – синхронизированный генератор

Таким образом, сформированный ФФ выходной сигнал в зависимости от входного может рассматриваться как гармонический, квазигармонический и смешанный, который непосредственно синхронизирует СГ.

В тракте ЧД, ФНЧ формируется напряжение, пропорциональное изменению частоты $\omega_c \pm \Delta\omega$ в пределах полосы пропускания ФФ, равной $2\Delta\omega$ при центральной частоте настройки ФФ, равной ω_0 . Напряжение нулевой настройки ЧД выбирается таким, чтобы параметр управляющего элемента (величина емкости варикапа) обеспечивал установочную генерацию СГ, равную ω_0 .

Зависимость изменения напряжения на выход ЧД и УЭ устанавливается таким образом (при регулировке схемы), чтобы текущая настройка СГ по частоте, соответствовала частоте синхронизирующего сигнала при ее изменении в пределах $2\Delta\omega$ ($\omega_c = \omega_0$). Такая установочная взаимозависимость (корреляция) управляющих воздействий на входы СГ обеспечивает постоянство расстройки $\Delta = (\omega_c - \omega_0) \ll \omega_0$ при любом значении ω_c в пределах ($\omega_0 \pm \Delta\omega$). В идеальном случае $\Delta = 0$ для любого значения текущего изменения ω_c . Реально $\Delta < |\xi|$, ξ – достаточно малая по сравнению с Δ величина.

Оценим величину приращения амплитуды α_0 , воспользовавшись выражением (2) при $\Delta = 0$ (идеальный случай). Из (2) следует, что $\alpha_0 = 0$, т.е. изменений амплитуды R_0 на выходе СГ не будет.

В реальном случае $\Delta \neq 0$, а величина Δ_0 может трактоваться как полоса «захвата» по аналогии с понятием «захват» частоты, используемом при анализе систем ФАП и ЧАП.

При $\alpha_0 = 0$ и $\Delta = 0$ из соотношения (3) можно получить $\Delta_0 = \frac{E_0}{R_0} \omega_y$, где ω_y – установочное значение свободных колебаний СГ по тракту автоматической перестройки.

С учетом незначительного отличия ω_y от ω_0 (в пределах $\pm \Delta\omega$) можно положить $\Delta_0 \approx \text{const}$.

Проанализируем среднюю остаточную расстройку, используя выражение (4). В идеальном случае ($\Delta = 0$) из (4) следует, что разность интегралов равна нулю.

Не детализируя поведение остаточной расстройки при $\Delta \neq 0$, можно утверждать, что она примерно постоянна в пределах $\pm \Delta_0$. В то время, как при обычной синхронизации остаточная расстройка меняется очень значительно. При этом средняя частота генерации СГ смещается в сторону частоты его собственных колебаний ω_0 .

Оценим ширину спектральной линии $\Delta\Omega$ и ее форму, опираясь на соотношение (7).

Полагаем τ_o и $E(S, \Delta)$ такими же, как в обычной схеме синхронизации. Из выражения (7) видно, что в обычной схеме Δ_o является переменной величиной (3), зависящей от параметров p и q , которые связаны с Δ :

В нашем случае при двухвходовом управлении $\Delta_o \approx \text{const}$ и, следовательно, $\Delta\Omega = \text{const}$, т.е. ширина спектральной линии колебания $\chi(t)$ является постоянной величиной.

Проанализируем частотные свойства автогенератора с двойным управлением для случая, когда на вход формирующего фильтра ФФ поступает аддитивная смесь гармонического сигнала и нормального «белого» шума $n(t)$.

В данном случае выходное колебание $U_{\text{ФФ}}(t)$ можно представить в виде суммы двух слагаемых

$$U_{\text{ФФ}}(t) = E_o \cos \omega_c t + E_{шo} \cos(\omega_{ш} t + \psi_t). \quad (9)$$

Второе слагаемое в выражении (9) можно рассматривать как ложную квазигармоническую помеху.

Поэтому при практической реализации формирующего фильтра необходимо корректировать его амплитудно-частотную характеристику таким образом, чтобы во всей области полосы пропускания ФФ спектральная компонента полезного сигнала на текущей частоте ω_c превышала по мощности спектральную компоненту на частоте $\omega_{ш} \approx \omega_o$. Методы и устройства практической реализации ФФ с требуемой амплитудно-частотной характеристикой рассмотрены, например, в [5, 6].

Заключение

Приведены результаты качественных исследований частотных свойств автогенератора, функционирующего в режиме синхронизированных колебаний гармоническим или квазигармоническим входным сигналом с одновременной автоматической перестройкой частоты собственных колебаний. Доказано на аналитическом уровне, что с использованием такого варианта синхронизации автогенератора, практически устраняются основные недостатки одновходового варианта синхронизации. При этом расширяется полоса синхронизации до установленной полосы формирующего фильтра, стабилизируется остаточная величина средней расстройки, ширина спектральной линии и ее форма. Воздействие на входе ФФ смеси гармонического сигнала и аддитивного широкополосного шума при ненулевой расстройке приводит к появлению узкополосного спектра квазигармонической помехи, аналогичной полезному синхронизирующему сигналу, но имеющей основную спектральную компоненту вблизи центральной частоты настройки ФФ.

Список литературы: 1. Меркулов В. И., Конащенков А. И., Перов А.И. и др. Оценивание дальности и скорости в радиолокационных системах. Ч.1. / Под ред. А. И. Канащенкова и В. В. Меркулова. М.: Радиотехника, 2004. 312 с. 2. Винуцкий А. С. Автономные радиосистемы: Учеб. пособие для вузов. М.: Радио и связь, 1986. 336 с. 3. Максимов М. В., Меркулов В.И. Радиоэлектронные следящие системы. Синтез методами теории оптимального управления. М.: Радио и связь, 1990. 356 с. 4. Малахов А. Н. Флуктуации в автоколебательных системах. М.: Наука, Гл. ред. физ.-мат. лит., 1967. 660 с. 5. Печенин В. В. Анализ помехоустойчивости доплеровского фильтра, реализованного на электромагнитной линии задержки / В.В.Печенин, В. И. Барышев, О. А. Горбуненко // Вестник Национального технического университета «ХПИ». 2007. № 11. С. 7-14. 6. Печенин В.В. Методика и результаты исследований помехоустойчивости одноканального фильтра доплеровской частоты / В. В. Печенин, В. И. Барышев, А. В. Мазуренко // Вестник Национального технического университета «ХПИ». 2008. Вып. 1 (13). С. 10 -16.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ АВТОМАТИЗАЦИИ РАЗРАБОТКИ И ПРОВЕРКИ ПРОГРАММ МИКРОКОНТРОЛЛЕРОВ

Введение

Для создания системы автоматизации программирования микроконтроллеров необходимо, используя предложенные в [1, 2] механизмы универсализации создания программ, разработать систему преобразования «Входной язык системы автоматизации программирования – универсальный алгоритмический язык – язык программирования отдельного микроконтроллера». С точки зрения функциональности, эта система преобразования является комбинацией транслятора и компилятора. Обычный (традиционный) компилятор является автоматом [3], который воспринимает на входе текст программы языком высокого уровня, а на выходе создает машинный код. Набор правил преобразования обычного компилятора фиксирован и ориентирован исключительно на целевую ЭВМ [4].

Математическое обеспечение автоматизации разработки программ микроконтроллеров

Традиционный компилятор состоит из трех частей [5]:

1) Синтаксический и лексический анализаторы. Анализаторы выполняют синтаксический анализ (проверка восходящего текста на соответствие синтаксиса языка) и лексический анализ (проверка на возможность построения внутреннего представления программы по последовательности лексем восходящего текста). В результате анализаторы создают внутреннее представление программы в пригодной для дальнейшей обработки промежуточной форме (чаще всего дерева или графа) [6];

2) Оптимизатор или глобальный оптимизатор. В зависимости от качества компилятора в нем интегрирован оптимизатор, который выполняет оптимизирующие преобразования над внутренним представлением программы. Локальный оптимизатор может оптимизировать лишь линейные участки программы – базовые блоки. Глобальный оптимизатор оптимизирует в пределах нескольких базовых блоков, тела цикла, или всей процедуры.

3) Генератор кода. Он, согласно оптимизированному внутреннему представлению программы, формирует объектный код для целевого процессора в виде асемблерного текста или двоичного кода. Для дальнейшей отладки с помощью восходящего текста генератор кода добавляет к объектному коду наладочную информацию в определенном формате, например DWARF2 или Stabs, примененных в UNIX-средах.

Практически такая схема используется в компиляторах последние 40 лет. В традиционном компиляторе и оптимизатор, и генератор кода ориентированы исключительно на целевой процессор. Но в данном случае, поскольку компиляция проводится из универсального алгоритмического языка программирования с использованием данных динамического описания структуры целевого микроконтроллера, она ориентированна на любой процессор, который предложен пользователем или выбран автоматически системой для решения входной задачи проектирования.

Для преобразования входного языка системы в универсальную (алгоритмический язык программирования (УЯП)) необходимо решить общую задачу построения транслятора. В нашем случае представлены описания синтаксиса и семантики двух языков (входного языка системы автоматизации программирования микроконтроллеров и УЯП), необходимо построить транслятор, который отображает цепочки одного языка в семантически эквивалентные им цепочки другого языка.

В работе [7] показано, что трансляцию цепочки ξ_1 языка L_1 в цепочку ξ_2 языка L_2 можно представить в виде композиции трех отображений:

$$\xi_2 = \lambda_2(\mu(\lambda_1^{-1}(\xi_1))), \quad (1)$$

где отображение λ^{-1}_1 строит семантическую структуру цепочки ξ_1 , отображение μ превратит семантическую структуру цепочки ξ_1 в семантическую структуру цепочки ξ_2 , а отображение λ_2 строит цепочки ξ_2 не ее семантическую структуру.

Для описания синтаксиса и семантики рассмотренных языков предлагается использовать трансляционные грамматики.

Трансляционной грамматикой [8] называется пятерка вида

$$G = (N, \Sigma, \Delta, P, S),$$

где N – множество нетерминальных символов; Σ – множество входных символов; Δ – множество операционных символов ($\Sigma \cup \Delta$ образуют множество терминальных символов); $\rho = \{(a \rightarrow \rho) \mid a \in \Sigma^*, \rho \in (N \cup \Sigma \cup \Delta)^*\}$ – множество правил вывода; $S \in \Sigma$ – аксиома (начальный символ).

Через $G_i = (N, \Sigma, P_\Sigma, S)$, обозначим входную грамматику, полученную в результате удаления из правил трансляционной грамматики G всех операционных символов. Подобным образом определим операционную (исходную) грамматику $G_0 = (N, \Delta, P_\Delta, S)$.

Любой трансляционной грамматике можно однозначным образом сопоставить (правила сопоставления очевидные) простую схему [9] :

$$T = (N, \Sigma, \Delta, R, S),$$

где $R = \{(a \rightarrow \alpha, \beta) \mid (a \rightarrow \alpha) \in \Sigma, (a \rightarrow \beta) \in P_\Delta, \alpha \in (N \cup \Sigma)^*, \beta \in (N \cup \Delta)^*\}$ и, соответственно, простой перевод:

$$\tau(T) = \{(\xi, \eta) \mid (S, S) \Rightarrow^* (\xi, \eta), \xi \in \Sigma^*, \eta \in \Delta^*\}$$

Другими словами, $\xi \in L(G_i)$, $\eta \in L(G_0)$ и трансляционная грамматика G задает отображение $\pi(G) : L(G_i) \rightarrow L(G_0)$ языка $L(G_i)$ в язык $(\pi(G) \equiv \tau(T))$.

Как автомат, который реализует это отображение, предлагается использовать синтаксический анализатор, который работает по следующим правилам: вырабатывается разбор исходной цепочки и строится ее дерево вывода; разбор осуществляется по входной грамматике; операционные символы, которые входят в дерево вывода, взятые по левую сторону, по правую сторону, образуют исходную (операционную) цепочку.

Обратным отображением $\pi^{-1}(G) : L(G_0) \rightarrow 2^{L(G_i)}$ будет $\pi^{-1}(G) = \{(\eta, \xi) \mid (\eta, \xi) \in \pi(G)\}$ или, иначе, $\pi^{-1}(G) = \bigcup_{\eta \in L(G_0)} \pi^{-1}(G, \eta) \equiv \bigcup_{\eta \in L(G_0)} \{\xi \in L(G_i) \mid \pi(G, \xi) = \eta\}$

Возникает вопрос: как практически построить данное обратное отображение?

Назовем трансляционную грамматику G^{-1} обратной к трансляционной грамматике G , если $\pi(G^{-1}) = \pi^{-1}(G)$.

Пусть цепочки $\rho \in (N \cup \Sigma \cup \Delta)^*$ и $\rho' \in (N \cup \Sigma \cup \Delta)^*$, наборы символов которых совпадают; порядок прохождения нетерминалов в ρ и ρ' одинаков и в подцепочках терминалов, заключенных между соответствующими нетерминалами в ρ и ρ' , наборы символов, порядок прохождения входных символов и порядок прохождения операционных символов также неизменны (при этом расположение входных и операционных символов может изменяться).

Утверждение. Для трансляционной грамматики $G = (N, \Sigma, \Delta, P, S)$, грамматика $G' = (N', \Sigma', \Delta', P', S')$ является обратной, если $N' = N, \Sigma' = \Delta, \Delta' = \Sigma, S' = S$ и $P' = \{(a \rightarrow \rho') \mid (a \rightarrow \rho) \in P\}$

Доказательство очевидно: входные и выходные грамматики имеют вид $G'_i = (N, \Delta, P_\Delta, S) = G_0$ и $G'_0 = (N, \Sigma, P_\Sigma, S) = G_i$, откуда нужно, чтобы $\pi(G') = \pi^{-1}(G)$.

Теперь перейдем к определению процесса трансляции с одного языка на другой.

Трансляционная грамматика G разрешает описать конструкции языка $L(G_i)$ в сроках языка $L(G_0)$; соответственно цепочки $\eta = \pi(G, \xi) \in L(G_0)$ можно считать представлением семантической структуры цепочки $\xi \in L(G_i)$ языком $L(G_i)$.

Пусть с помощью трансляционных грамматик G_1 и G_2 описаны два языка. Тогда $\pi(G_1): L(G_{11}) \rightarrow L(G_{01})$, $\pi(G_2): L(G_{12}) \rightarrow L(G_{02})$ и если

$$L(G_{01}) \leq L(G_{02}), \quad (2)$$

то процесс трансляции

$$\xi_1 \in L(G_{11}) \rightarrow \xi_2 \in L(G_{12}) \quad (3)$$

можно описать как $\xi_2 = \pi^{-1}(G_2, \pi(G_1, \xi_1))$, или, иначе,

$$\xi_2 = \pi(G_2^{-1}, \pi(G_1, \xi_1)). \quad (4)$$

Символ " π^{-1} " здесь обозначает произвольный выбор из множества возможных решений, так как грамматика G_2^{-1} синтаксически неоднозначна. На практике возникает задача выбора цепочки, которая удовлетворяла бы некоторым критериям. В данной статье эта задача не рассматривается.

Представление (4) процесса трансляции (3) особенно удобно для синтаксических анализаторов, которые совмещают подстановку полностью. Для анализаторов, которые совмещают подстановку почленно, желательно, чтобы в правых частях правил грамматики в подцепочках, которые состояются только из терминалов, операционные символы вытекали после обусловленных входных символов. Однако, если исходная грамматика представлена в такой форме, то генерация правил обратной грамматики оказывается довольно трудоемкой из-за необходимости выделения и перестановки подцепочек в исходных правилах вывода.

Для этого класса анализаторов предлагается представление процесса трансляции (3) с помощью инвертированных грамматик $G^R = (N, \Delta, \Sigma, P^R, S)$, где $P^R = \left\{ \left(a \rightarrow \rho^R \right) \mid (a \rightarrow \rho) \in P \right\}$, а ρ^R обозначает обратную (инвертированную) цепочку ρ . Здесь $\pi(G^R) = \left\{ \left(\eta^R, \xi^R \right) \mid (\xi, \eta) = \pi(G) \right\}$ или $\pi(G^R, \eta^R) = \xi^R$, и процесс трансляции выглядит как

$$\xi_2 = \pi^R(G_2^R, \pi^R(G_1, \xi_1)). \quad (5)$$

Для получения правил грамматики G^R достаточно инвертировать правые части правил исходной грамматики G .

Таким образом, показано, что если для грамматик G_1 и G_2 выполняется условие (2) и совпадающие по написанию терминалы грамматик G_{01} и G_{02} имеют одинаковый смысл, то процесс трансляции с одного языка в другой можно осуществить с помощью синтаксических преобразований (4) или (5). Отображения $\pi(G_1)$ и $\pi(G_2^{-1})$ (или $\pi^R(G_1)$ и $\pi^R(G_2^R)$) зависят соответственно от входного выходного языков или только от одного из них. Благодаря этому достигается независимость описания языков и структуризация создаваемого транслятора как по входному, так и по выходному языку.

Отображения (4) и (5) описывают двухфазный процесс трансляции и представляют собой композицию двух отображений:

$$\pi(G_1, \xi_1) = \eta_1 \text{ и } \pi(G_2^{-1}, \eta_2) = \xi_2,$$

$$\text{или } \pi^R(G_1, \xi_1) = \eta_1 \text{ и } \pi^R(G_2^R, \eta_2) = \xi_2, \text{ где } (\eta_1 \in L(G_{01})) \equiv (\eta_2 \in L(G_{02})).$$

Полное отождествление η_1 и η_2 (возможно лишь при соблюдении условия (2)) довольно сильно ограничивает область применения метода. Одним из подходов к преодолению этого ограничения являются преобразования грамматики G_2^{-1} (или G_2^R) так, чтобы условие (2) выполнялось.

Другой подход состоит во введении промежуточного отображения $\mu : L(G_{01}) \rightarrow L(G_{02})$. При этом (4) и (5) примут следующий вид:

$$\xi_2 = \pi \left(G_2^{-1}, \mu \left(\pi \left(G_1, \xi_1 \right) \right) \right). \quad (6)$$

$$\xi_2 = \pi^R \left(G_2^R, \mu \left(\pi^R \left(G_1, \xi_1 \right) \right) \right). \quad (7)$$

Заметим, что (6) и (7) с точностью до обозначений совпадают с представлением трехфазного процесса трансляции (1).

Отсюда понятно, что процесс преобразования входного языка системы автоматизации программирования в универсальный алгоритмический язык программирования микроконтроллеров можно провести без промежуточных стадий направления, которое ускорит процесс автоматизированной разработки программ.

Проверка правильности автоматизированно разработанной программы

Для оценки правильности автоматизированно разработанной системой программы необходимо проверить идентичность ее работы на разных микроконтроллерах. Предлагается сделать это методом компиляции алгоритма, написанного в промежуточной стадии универсальным языком программирования [1], в язык программирования низкого уровня двух микроконтроллеров разных семейств.

Математическое обоснование однозначности и правильности компиляции

Постановка задачи. Рассмотрим задачу доказательства правильности процесса компиляции УЯП в язык программирования низкого уровня. В [10] изложены необходимые обозначения и объяснения по поводу сведений общей задачи компиляции упрощенного учета специфики конкретной задачи.

Соответственно постановке задачи необходимо:

1) формализовать семантику команд языков программирования низкого уровня M , O и архитектуры соответствующих микроконтроллеров в некоторой унифицированной семантической алгебре (УСА), что возможно через близость уровней языков;

2) установить отображение архитектуры и команд одного микроконтроллера в архитектуру и последовательность команд другого микроконтроллера; 3) доказать коммутативность следующей диаграммы:

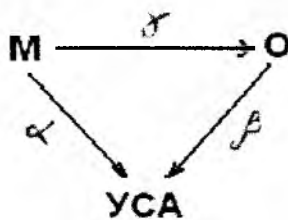


Рис. 1

т.е. что $\alpha = \gamma \circ \beta$.

Семантику команд формализуем операционным методом, суть которого состоит в определении абстрактного состояния машины и в задаче содержания конструкций языка исходя из их влияния на состояние, обусловленное функцией переходов. Рассмотрим более подробно унифицированную семантическую алгебру, с помощью которой формализуем семантику команд, и докажем правильность реализаций операции УЯП.

Язык спецификаций и определение. Сигнатура базового языка содержит множество переменных V , множество констант C , множество ОП1 унарных и ОП2 бинарных операций,

равенство и кванторы, символы логических операций. Базовый язык является языком вычитания предикатов первого порядка, формулы его строятся обычным образом.

Под базовым языком определим язык спецификаций. Предположим, что состояние микроконтроллера S задается регистрами общего назначения, регистром – счетчиком адреса программы, индикаторами, памятью, выделенными объектами, которые управляются регистрами специального назначения. Пусть в свою очередь компоненты задачи состояния S описываются ограниченным количеством элементов. Введем дальше следующие соглашения, которые касаются обозначений. Подстановка выражения e вместо некоторого элемента одного из компонентов определенного состояния S записывается в виде: $[x \leftarrow e]_S$. Назовем такую подстановку инкрементом состояния S . Выражение e в свою очередь может включать элементы других компонентов состояния, отличного от исходного, поэтому важно различать порядок прохождения инкрементов. Пусть какой-нибудь оператор переводит начальный стан микроконтроллера S_0 в конечный состояние S_n . При этом допустим были сделаны следующие подстановки: $D_0 = [\dots]_{S_0}, \dots, D_{n-1} [\dots]_{S_{n-1}}$. Тогда конечный стан S_n определяется в такой способ:

$$S_n = S_{n-1} \oplus D_{n-1} = S_{n-2} \oplus D_{n-2} \oplus D_{n-1} = \dots = S_0 \oplus D_0 \oplus D_1 \oplus \dots \oplus D_{n-1}, \quad (8)$$

где символ \oplus означает операцию присоединения инкремента к состоянию. Считаем, что порядок выполнения операции \oplus в выражениях, подобных (8), начинается слева направо.

Пусть инкременты D_1 и D_2 соседних состояний S_1 и S_2 независимые, если элементы по левую сторону от знака присваивания подстановок отличны друг от друга и не встречаются в выражениях по правую сторону от знака присваивания. При независимости двух инкрементов соседних состояний выполняется свойство коммутативности операции присоединения инкремента к состоянию, т.е. $D_1 \oplus D_2 = D_2 \oplus D_1$. Если независимость справедлива для нескольких инкрементов, то определяем групповую подстановку в некотором состоянии $S: [x_1, \dots, x_k \leftarrow e_1, \dots, e_k]_S$ и называем ее сложным инкрементом состояния S .

Пусть инкременты D_1 и D_2 равны в УСА, если равны левые части от знака присваивания подстановок, а для правых частей выполняется равенство канонических форм выражений. Некоторая операция УЯП переводит начальное состояние микроконтроллера S_0 в конечное состояние S_m , т.е. $S_m = S_0 \oplus D_0 \oplus \dots \oplus D_{m-1}$. Допустим также, что последовательность команд, которая является представлением этой операции, переводит начальное состояние микроконтроллера S'_0 в конечное состояние S'_k . Тогда, чтобы проверить корректность реализации, мы должны проделать следующее:

1) конечное состояние целевого микроконтроллера выразить в сроках состояния объектного микроконтроллера (на УЯП), обозначим его через \bar{S}_m ;

2) докажем

$$a) \bar{S}_m = S'_k; \quad б) \bar{S}_m \leq S'_k$$

т.е., что $S_0 \oplus D_0 \oplus \dots \oplus D_{m-1}$ – подвыражение $S'_0 \oplus D'_0 \oplus \dots \oplus D'_{k-1}$

Определим реализацию операций УЯП полностью правильной, если выполняется соотношение а), и частично правильной, если выполняется соотношение б).

Процесс доказательства правильности представлений операций УЯП нетрудоемкий, когда их семантика описывается системой подстановок или имеет структуру дерева, вершинами которого являются предикаты. Иначе обстоит дело с циклической структурой. В этом случае трудности заключаются в определении инварианта цикла и в доказательстве правильности реализации методом индукции по числу повторений тела цикла. Приведем пример преодоления таких трудностей, используя представление специально введенного оператора с помощью языка спецификации.

Пример верификации реализации операции УЯП. Введем абстрактную макрооперацию F языка УЯП. Определим семантику операции УЯП $F X, Y, Z$, что читается так: "переслать

содержимое объекта B у Z , длина которого равняется объекту X " Предположим, что все объекты уникальные; т.е. ' $X \neq Y$ ', ' $Y \neq Z$ ', ' $Z \neq X$ ' и выполняются условия:

$$1. \langle Y \rangle + \langle X \rangle < \langle Z \rangle; 2. \langle Z \rangle + \langle X \rangle < \langle Y \rangle.$$

Пусть начальное состояние инструментальной машины есть S_0 . Тогда семантика операции F запишется следующим образом:

$$F(X,Y,Z)(S_0) = [\langle X \rangle]_{S_0} \leq 0 \Rightarrow S_0$$

$[\langle X \rangle]_{S_0} > 0 \Rightarrow$ пока $[\langle X \rangle]_{S_i} > 0$ цикл

$$D_0 = [\langle \langle Z \rangle \rangle \leftarrow \langle \langle Y \rangle \rangle]_{S_i}; D_1 = [\langle X \rangle \leftarrow \langle X \rangle - 1]_{S_{i+1}}; D_2 = [\langle Y \rangle \leftarrow \langle Y \rangle + 1]_{S_{i+2}};$$

$$D_3 = [\langle Z \rangle \leftarrow \langle Z \rangle + 1]_{S_{i+3}}; D_4 = [i \leftarrow i + 4]_{S_{i+4}};$$

конец цикла.

В силу независимости инкрементов D_1, D_2, D_3, D_4 образуем сложный инкремент $D_{11} = [i, \langle X \rangle, \langle Y \rangle, \langle Z \rangle \leftarrow i + 1, \langle X \rangle - 1, \langle Y \rangle + 1, \langle Z \rangle + 1]_{S_{i+1}}$. Окончательно имеем

$$F(X,Y,Z)(S_0) = [\langle X \rangle]_{S_0} \Rightarrow S_0, [\langle X \rangle]_{S_0} > 0 \Rightarrow \forall i \in [0..[\langle X \rangle]_{S_0} - 1] S_{i+1} = S_i \oplus D_0 \oplus D_{11},$$

где выражение $\forall i \in [0..[\langle X \rangle]_{S_0} - 1] S_{i+1} = S_i \oplus D_0 \oplus D_{11}$ – инвариант цикла.

Теперь рассмотрим представление операции F :

```

MOV      RX,RØ
LOOP:    BLE      END
          MOVB    (RY)+,(RZ)+
          DEC     RØ
          BR      LOOP
END:     SUB     RX,RY
          SUB     RX,RZ
    
```

Начальное состояние объектного микроконтроллера обозначим через S'_0 . Его можно получить из начального состояния целевого микроконтроллера установлением функционального соответствия между объектами RX, RY, RZ и X, Y, Z . Допустим, что $RX < X, RY < Y, RZ < Z$ и выполняются условия 1, 2. Тогда, выбирая упрощенные семантики операторов объектного языка, перепишем представление таким способом:

$$D^1_0 = [\langle RØ \rangle \leftarrow \langle RX \rangle]_{S_0}$$

пока $[\langle RØ \rangle]_{S_j} > 0$ цикл

$$D'_1 = [\langle \langle RZ \rangle \rangle \leftarrow \langle \langle RY \rangle \rangle]_{S_j};$$

$$D_2 = [\langle RØ \rangle \leftarrow \langle RØ \rangle - 1]_{S_{j+1}};$$

$$D_3 = [\langle RZ \rangle \leftarrow \langle RZ \rangle + 1]_{S_{j+2}};$$

$$D_4 = [\langle RY \rangle \leftarrow \langle RY \rangle + 1]_{S_{j+3}};$$

$$D_5 = [j \leftarrow j + 4]_{S_{j+4}};$$

конец цикла

$$D_6 = [\langle RZ \rangle \leftarrow \langle RZ \rangle - \langle RX \rangle]_{S_k};$$

$$D_7 = [\langle RY \rangle \leftarrow \langle RY \rangle - \langle RX \rangle]_{S_{k+1}};$$

Если не вводить новый регистр RO , который предназначен для восстановления начальных значений регистров RY, RZ , то представление принимает следующий вид:

пока $[\langle RX \rangle]_{S_j} > 0$ цикл

$$D'_0 = [\langle \langle RZ \rangle \rangle \leftarrow \langle \langle RY \rangle \rangle]_{S_j};$$

$$D'_{11} = [j, \langle RX \rangle, \langle RY \rangle, \langle RZ \rangle \leftarrow j + 1, \langle RY \rangle - 1, \langle RY \rangle + 1, \langle RZ \rangle + 1]_{S_{j+1}};$$

конец цикла

Инвариант цикла выглядит так: $\forall j \in [0..[\langle RX \rangle]_{S_0} - 1] S'_{j+1} = S'_j \oplus D'_0 \oplus D'_{11}$. Покажем теперь правильность реализации операция F , для чего рассмотрим случаи: 1) $[\langle X \rangle]_{S_0} \leq 0$ (в этом случае состояние не меняется, доказательство очевидное, т.е. $S_0 = S'_0$); 2) $[\langle X \rangle]_{S_0} > 0$. Для $i=0$ получаем $S_1 = S_0 \oplus D_0 \oplus D_{11}$,

где $D_0 = [\langle \langle Z \rangle \rangle \leftarrow \langle \langle Y \rangle \rangle]_{S_0}$; $D_{11} = [i, \langle X \rangle, \langle Y \rangle, \langle Z \rangle \leftarrow 1, 0, \langle Y \rangle + 1, \langle Z \rangle + 1]_{S_1}$;

$S'_1 = S'_0 \oplus D'_0 \oplus D'_{11}$, где $D'_0 = [\langle \langle RZ \rangle \rangle \leftarrow \langle \langle RY \rangle \rangle]_{S'_0}$;

$D'_{11} = [j, \langle RX \rangle, \langle RY \rangle, \langle RZ \rangle \leftarrow 1, 0, \langle RY \rangle + 1, \langle RZ \rangle + 1]_{S'_1}$

Нетрудно заметить, что в силу установленного соответствия между X, Y, Z и RX, RY, RZ необходимо равенство $S_1 = S'_1$.

Предположим, что $S_k = S'_k$ для какого-то $1 < k < [\langle X \rangle]_{S_0} - 1$. Доведем, что $S_{k+1} = S'_{k+1}$. Выпишем их явные виды: $S_{k+1} = S_k \oplus D_0 \oplus D_{11}$. Легко видеть, что выполняется равенство инкрементов $D_0 = D'_0$ и $D_{11} = D'_{11}$, но так как $S_k = S'_k$, имеем равенство $S_{k+1} = S'_{k+1}$.

Выводы

Из приведенного видно, что при правильном результате работы программы на промежуточной стадии разработки (на УЯП) она будет корректно работать в любой целевой системе в случае правильного ее описания на уровне объектов УЯП (создание объектного микроконтроллера) в динамической среде описания.

Список литературы: 1. Кришук В.М., Малий О.Ю. Універсальна алгоритмічна мова програмування мікроконтролерів // Тези доповідей Міжнародної науково-практичної конференції "Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіоелектроніки, телекомунікацій та інформаційних технологій". Запоріжжя. 2006 с. 152-153 2. Volodimir Krischuk, Oleksandr Maly The dynamic description of system of instructions of microcontrollers // CADSM-2007, Polyana, 21-25 Feb.2007 3. Касьянов В. Н., Поттосин И. В. Методы построения трансляторов. Новосибирск: Наука, 1986. 344 с. 4. Касьянов В. Н. Средства поддержки применения графов в программировании // Проблемы программирования. 2000. №1-2. с. 286-300. 5. Берестовая С.Н. Об одном подходе к описанию языков программирования // Программирование. 1982. №2. С.52-58 6. Льюис П., Розенкранц Д., Стирнз Р. Атрибутные трансляции // Семантика языков программирования. М.: Мир, 1980. С.162-195. 7. Джаныбаев К., Петрушин В.А. Специальные методы доказательства правильности представления операций при реализации инструментальных языков программирования // Организация взаимодействия человека с ЭВМ. К.: Институт кибернетики им. В.М.Глушкова АН УССР, 1985. С.57-63.

Запорожский национальный технический университет

Поступила в редколлегию 28.05.2009

ИСТОЧНИКИ ЭНЕРГИИ В ТЕОРИИ ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Введение

Теория электрических цепей рассматривает в основном два вида источников: источники напряжения и источники тока. Некоторые авторы вводят понятие об источнике мощности, но ввиду редкого использования мы опустили сведения о нем и ограничились маленьким наблюдательным фактом в конце этой статьи. Необходимость рассмотрения еще раз источников тока и напряжения состоит в том, что эти понятия не совсем корректно трактуются и в отношении схем замещения во время, например, включения или в состоянии холостого хода [1, с.36, 63, 67]. Дело обстоит еще и так, что иногда приходится вводить понятия действительно эквивалентных источников тока и напряжения и потому необходимо скорректировать установившиеся представления об их эквивалентности. Это одна сторона вопроса. Вторая сторона касается согласования их работы на нагрузку, которая также не соответствует нормам согласования.

Эквивалентный режим внешней цепи

Часто, переходя от одного источника к другому, их объявляют эквивалентными, что не соответствует действительности и было терпимым, так как не были введены понятия действительно эквивалентных источников тока и напряжения. По-сути, в качестве критерия их эквивалентности принят тот факт, что замена одного источника другим обеспечивает неизменность режима работы внешней цепи по отношению к источнику. Сами же источники по отдаваемой ими мощности вовсе не эквивалентны. Метод расчета, связанный с переходом к другому источнику и обеспечивающий неизменность режима цепи (кроме самого источника) получил название метода эквивалентного источника. Было бы корректным его переименовать или в «Метод неэквивалентных источников» или в «Метод эквивалентного режима внешней схемы».

Неэквивалентные источники, используемые в схемах с сохранением их режима работы

На рис. 1 представлены в верхнем ряду источники напряжения и тока до их подключения к нагрузке и в нижнем ряду они же, но уже подключенные к ней.

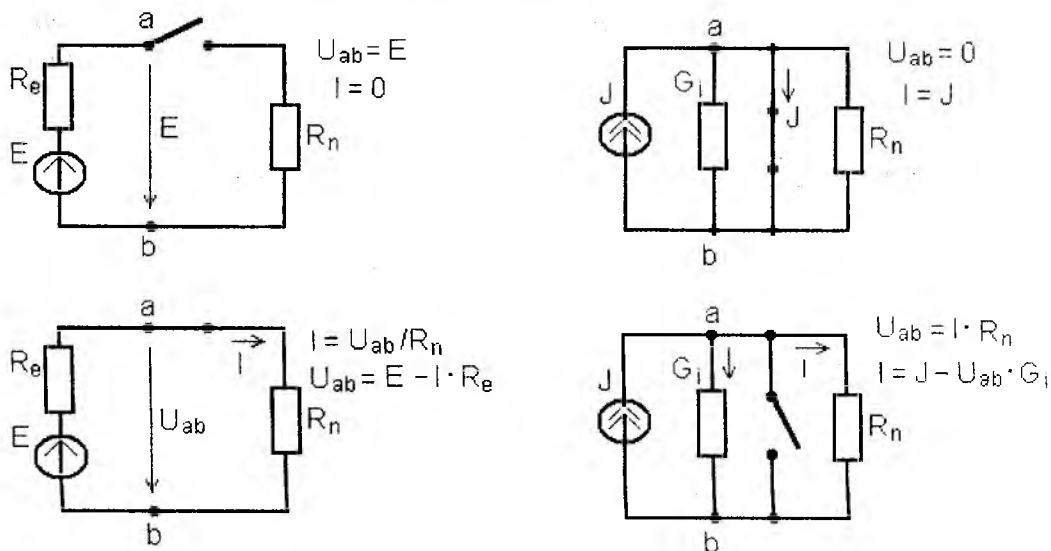


Рис. 1

Обратим внимание на одну деталь. Пересчету подлежит только ЭДС источника напряжения E при переходе от источника тока J . Или наоборот – находят ток J при известном

значении ЭДС E . Что касается внутреннего сопротивления источника, то оно не изменяется. Просто в параллельных схемах принято его выражать через проводимость. Так что здесь сопротивление R_e и проводимость G_i , соответствуют друг другу.

Наши комментарии сводятся к правомерной трактовке подключения источника тока к нагрузке и правильному изображению источника тока в свободном состоянии. Здесь есть возражения практиков по вопросам подключения источника тока в условиях реального эксперимента. Подчеркнем еще раз, что речь идет об изображении источников тока в теории линейных цепей. Что касается эксперимента, то нужно помнить, что практически всегда этот вопрос касается источников напряжения, используемых как источник тока при условно крутой вольтамперной характеристике. На самом деле, источник напряжения в свободном состоянии нормально разомкнут, ток равен нулю. Источник же тока нормально замкнут и действует в контуре, лишенном сопротивления, и потому напряжение равно нулю. Вопрос неэквивалентности собственно источников понятен и не подлежит обсуждению. Кого этот вопрос интересует, следует рассмотреть две схемы нижнего ряда при конкретных параметрах. Схемы Нортона и Тевенена относятся к этому же классу структур и служат той же цели – изменять параметры источников, не меняя ни внешнего режима электрической цепи, ни ее параметров.

Эквивалентные источники

Эквивалентными источниками тока и напряжения следует считать такие, в схемах замещения которых, на каждом соответствующем элементе выделяется или потребляется одинаковая мощность. Такой критерий эквивалентности источников логично вписывается в общий критерий эквивалентности любых пассивных цепей: произведение тока на ЭДС источника и произведение тока источника на напряжение им созданное на зажимах цепи должны быть равны. Это касается активных цепей.

При эквивалентном переходе от одного источника к другому приходится изменять не только параметры источников, но и все параметры рассматриваемой цепи в целом. При этом мощности на каждом из элементов той и другой схемы должны быть идентичными.

Прежде чем привести конкретные данные об эквивалентных источниках вспомним ряд особенностей основных законов теоретической электротехники, а именно – законов баланса токов в узлах и баланса напряжений в контурах.

Лемма. *Законы Кирхгофа взаимно преобразуемы: как структурное преобразование цепи ведет к преобразованию законов, так и преобразование законов ведет к преобразованию цепи.* Рассмотрим две простейшие цепочки (рис. 2 и 3) и выполним элементарный анализ их состояния на предмет энергетической эквивалентности.

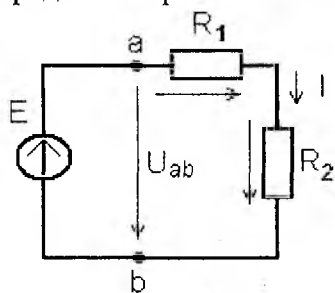


Рис. 2

$$U_{ab} = E$$

$$I = J$$

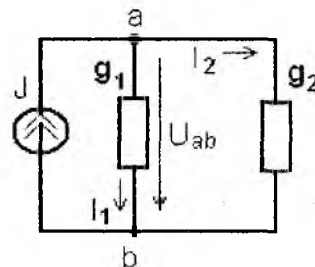


Рис. 3

Одна цепочка описывается законом баланса напряжений в контуре, вторая – законом баланса токов в узле. Каждая из них взаимно независима, и задача состоит в том, чтобы выяснить условия их эквивалентной зависимости и в целом, и по каждому из элементов в отдельности. Используем метод сравнения анализов двух простейших схемных решений на основе использования каждого из законов в отдельности (таблица).

Очевидно, что рассматриваемые структуры в условиях эквивалентности безразличны к коэффициентам передачи по току и по напряжению, здесь они как бы поменялись местами в

уравнениях. Во всяком случае, в условиях постоянных воздействий это свойство действует. И если $H_1 = T_1$, то произведение $R_1 \cdot r_1 = R^2$ и, соответственно, при равенстве $H_2 = T_2$ произведение $R_2 \cdot r_2 = R^2$ представляет закон структур [2] для схем, изображенных на рис. 2, 3. Источники энергии этих структур связаны законом Ома: $E/J = R = 1/g$. Рассмотрим два примера.

№ п/п	Операции анализа последовательной схемы замещения	№ п/п	Операции анализа параллельной схемы замещения
1	Сопrotивления и коэффициенты передачи по напряжению $R = R_1 + R_2$; $1 = \frac{R_1}{R} + \frac{R_2}{R} = H_1 + H_2$	1	Проводимости и коэффициенты передачи по току $g = g_1 + g_2$; $1 = \frac{g_1}{g} + \frac{g_2}{g} = T_1 + T_2$
2	Закон баланса напряжений в контуре $E = U_1 + U_2$; или с использованием закон Ома $I \cdot R = I \cdot R_1 + I \cdot R_2$	2	Закон баланса токов в узле $J = I_1 + I_2$; или с использованием закон Ома $U_{ab} \cdot g = U_{ab} \cdot g_1 + U_{ab} \cdot g_2$
3	После деления на R получаем первый закон Кирхгофа $I = I \cdot \frac{R_1}{R} + I \cdot \frac{R_2}{R} = I \cdot H_1 + I \cdot H_2$ $I = I_1 + I_2$	3	После деления на g получаем второй закон Кирхгофа $U_{ab} = U_{ab} \cdot \frac{g_1}{g} + U_{ab} \cdot \frac{g_2}{g} = U_{ab} \cdot T_1 + U_{ab} \cdot T_2$ $U_{ab} = U_1 + U_2$

Пример 1. Заданы постоянная ЭДС $E=127В$; сопротивления: $R_1 = 12 \text{ Ом}$ и $R_2 = 90 \text{ Ом}$ соединены последовательно с источником. Найти параметры параллельной структуры энергетически эквивалентной первой.

Решение. 1. Входное сопротивление: $R = R_1 + R_2 = 102 \text{ Ом}$. 2. Обозначим квадрат входного сопротивления Δ , тогда $\Delta = R^2 = 10404 \text{ Ом}^2$. 3. Ток источника: $I = J = E/R = 1,245 \text{ А}$. 4. Значения сопротивлений новой структуры: $r_1 = \Delta/R_1 = 867 \text{ Ом}$; $r_2 = \Delta/R_2 = 115,6 \text{ Ом}$; $r = r_1 \times r_2 / (r_1 + r_2) = 102 \text{ Ом}$. 5. Коэффициенты передачи по напряжению и току: $H_1 = R_1/R = 0,118$, $H_2 = R_2/R = 0,882$, $H_1 + H_2 = 1$.

$$T_1 = r_2 / (r_1 + r_2) = 0,118; T_2 = r_1 / (r_1 + r_2) = 0,882.$$

Пример 2. Заданы параметры цепи (рис. 2) при гармонической ЭДС $\dot{E} = 127 В$: $\underline{Z}_1 = 6 + j40 \text{ Ом}$; $\underline{Z}_2 = 120 \text{ Ом}$. Найти параметры параллельной структуры энергетически эквивалентные первой.

Решение. 1. Входное сопротивление: $\underline{Z} = \underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 = 126 + j40 \text{ Ом}$. 2. Коэффициент пересчета сопротивлений, соответствующий квадрату сопротивления: $\Delta = \underline{Z} \cdot \overline{\underline{Z}} = 17480 \text{ Ом}^2$.

3. Величина тока, а значит и источника тока параллельной схемы: $\dot{I} = \dot{J} = \dot{E} / \underline{Z} = 0,916 - j0,291 \text{ А}$. 4. Значения сопротивлений в новой структуре [3]:

$$\underline{z}_1 = \frac{\Delta}{\underline{Z}_1} = 64,1 + j427,4 \text{ Ом}; \underline{z}_2 = \frac{\Delta}{\underline{Z}_2} = 146 \text{ Ом}; [3]; \underline{z} = \frac{\underline{z}_1 \cdot \underline{z}_2}{\underline{z}_1 + \underline{z}_2} = 126 + j40 \text{ Ом}.$$

5. Передаточные коэффициенты по напряжению и по току:

$$\underline{H}_1 = \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}} = 0,135 + j0,275; \underline{H}_2 = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}} = 0,865 - j0,275.$$

$$\underline{T}_1 = \frac{\underline{z}_2}{\underline{z}_1 + \underline{z}_2} = 0,135 - j0,275; \underline{T}_2 = \frac{\underline{z}_1}{\underline{z}_1 + \underline{z}_2} = 0,865 + j0,275.$$

Как и ожидалось, передаточные коэффициенты энергетически эквивалентных структур выражены комплексно сопряженными числами. На самом деле, коэффициент передачи по мощности может быть выражен отношением, например мощности \underline{S}_2 и \underline{S} , тогда имеем:

$$\frac{\underline{S}_2}{\underline{S}} = \frac{U_2 \cdot \bar{I}_2}{U \cdot I} = \underline{H}_2 \cdot \bar{T}_2.$$

И так как здесь в первой схеме коэффициент передачи по току равен единице, а во второй коэффициент передачи по напряжению тоже единица, то их сопряженные значения естественны. В этом состоит существенная разница эквивалентных структур с L и C при гармонических воздействиях.

Обратим внимание еще на одну деталь. Схемы на рис. 1 и 2 могут служить схемой для источника мощности. Первую достаточно изменить, умножив ЭДС E и все напряжения на элементах на J , а во второй J и все токи на E . Каждая из схем отражает баланс мощности. Таким образом, источник мощности безразличен к структуре (параллельная либо последовательная), потери мощности одинаковы.

Что касается согласования источника с нагрузкой, то мы отсылаем заинтересованного читателя к работе [4], в которой этот вопрос рассмотрен достаточно подробно.

Выводы

Цепи с неэквивалентными источниками эффективно используются в анализе для упрощения схем, где цепи сворачиваются. Цепи с эквивалентными источниками удобны в структурном синтезе, где цепи разворачиваются в желаемые структуры.

Тонкости преобразования структур с гармоническими источниками предстоит рассматривать глубже, так как кроме эквивалентных структур существуют обратные структуры и они не менее интересны, но используют те же соотношения в другом варианте записи структурного закона.

Значения ЭДС E и тока J энергетически эквивалентных источников связаны законом Ома, а внутренние сопротивления и сопротивления нагрузок двух схем связаны законом эквивалентных структур.

Список литературы. 1. Коваль Ю.О., Гринченко Л.В., Милютченко І.О., Рибін О.І. Основи теорії кіл: Підручник для студентів ВНЗ. Ч.2. Харків: ХНУРЕ; Колегіум, 2006. 668 с. 2. Эквивалентные структуры линейных электрических цепей / П.Ф.Лебедев // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч. техн. сб. 2003. Вып. 135. С.158-165. 3. Эквивалентные структуры в гармоническом анализе / П.Ф.Лебедев // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч. техн. сб. 2004. Вып. 139. С.107-112. 4. Лебедев П.Ф., Свергун Ю.Ф. Передача энергии от источника в нагрузку. Вісник ХДТУСТ «Проблеми енергозабезпечення та енергозбереження в АПК України». Харків, 2001. Т.1. Вип. 27. С. 229-238.

Харьковский государственный технический
университет строительства и архитектуры

Поступила в редколлегию 10.06.2009

САМОДУАЛЬНЫЕ ЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ И СВЯЗИ

Введение

Самодуальные линейные цепи по определению авторов книги [1] являются такими, у которых структура цепи имеет одинаковое количество независимых узлов и контуров. При этом приведены две схемы: одна состоит из треугольника и звезды и по конфигурации соответствует мосту Уинстона, вторая состоит из четырехлучевой звезды и четырехстороннего многоугольника и по конфигурации соответствует схеме, известной под названием двойной Т-образный мост. Такие структуры в большинстве случаев использованы в виде мостов, фазовращателей (Х-образные схемы) и фильтров [2, 3, 4]. Нас интересуют не просто самодуальные цепи, а согласованные по звезде и многоугольнику [5].

Так как исторически сложилась непростая ситуация при преобразовании звезд в многоугольники и наоборот, то подобные схемы выпали из анализа в теории линейных электрических цепей. Известные формулы Кеннели оказались справедливы только для трех сопротивлений, связанных в звезду или треугольник и явились сдерживающим фактором на пути преобразования подобных цепей.

В работе [5] представлен закон, связывающий две взаимно обратные структуры, какими являются последовательные и параллельные цепи и, аналогично, многоугольники и звезды. Таким образом, путь к анализу и синтезу самодуальных и согласованных линейных цепей практически открыт.

Цель работы – показать некоторые общие особенности и свойства цепей, составленных из эквивалентных звезд и многоугольников. При этом мы даем себе отчет в том, что многие вопросы могут выпасть из рассмотрения. Достаточно напомнить, что мост Уинстона, например, рассматривается до сих пор по-новому [6, 7]. Известна сотни изобретений, которые основаны именно на этой структуре. Здесь же открывается практически необозримое поле деятельности и самые неожиданные открытия и изобретения по применению самодуальных структур. В работе рассмотрены простейшие из них и часто в виде графов, а не реальных структур.

Простейшие самодуальные структуры

Ниже представлены в виде табл. 1 простейшие самодуальные структуры. Рассматриваемые цепи подразделяются на две группы: с четным числом узлов и нечетным. Арабскими цифрами обозначены независимые узлы и контуры. Порядок чередования узлов и контуров нами регламентирован. Если порядок обозначения узлов для двух видов структур одинаков – по часовой стрелке, то для контуров он разный. В четных структурах первый независимый контур связан с первым узлом и расположен слева от него (ограничен первой и последней ветвями звезды) и порядок дальнейших обозначений против часовой стрелки. В нечетных структурах первый контур расположен напротив первого узла (например, ограничен третьей и четвертой ветвями звезды в СД5). Следующий контур – по часовой стрелке и т. д. Обозначения сопротивлений в структуре приняты по аналогии обозначений, установившихся в трехлучевых звездах и трехсторонних многоугольниках. Таковы исходные позиции анализа и синтеза самодуальных структур.

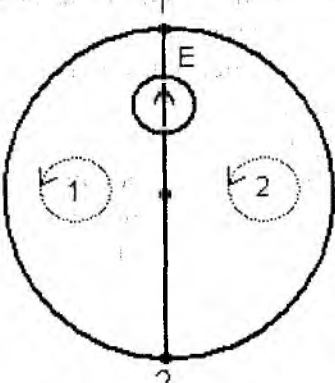
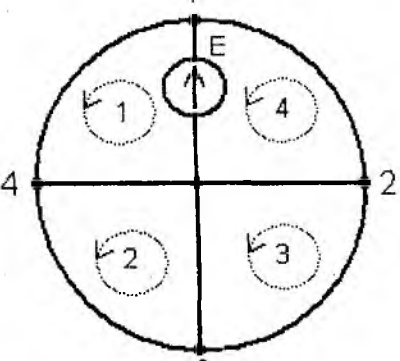
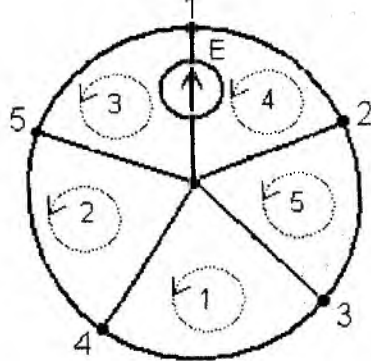
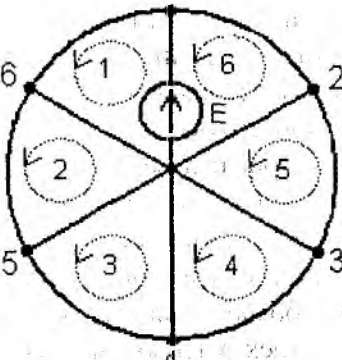
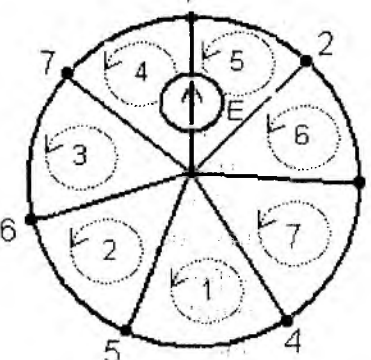
До рассмотрения свойств этих цепей выясним два других момента: место рассматриваемых структур в рамках общей классификации линейных цепей и порядок образования рассматриваемых структур на примере простейшей из них.

Четкой классификации структур линейных цепей пока не существует. Однако в рамках известных понятий рассматриваемые цепи относятся к планарным двухполосникам. Ветвь с источником в рассматриваемом варианте всегда первая ветвь звезды. Ветвь нагрузки чаще всего – ветвь многоугольника перпендикулярная ветви источника (нечетные структуры). В четных структурах – это ветвь звезды, являющаяся как бы продолжением ветви источника

при переходе через центральный узел. Интересные варианты могут быть получены при введении источника в ветвь многоугольника. Этот вариант здесь проигнорирован.

Заметим, что до синтеза любой цепи следует как можно ближе определиться со структурой. Без представления конечного результата задачу синтеза решать нельзя, так как она структурно не определена.

Таблица 1

№ п/п	Самодуальные структуры с четным числом независимых узлов	№ п/п	Самодуальные структуры с нечетным числом независимых узлов
1		2	
3		4	
5		6	

На рис. 2 представлен порядок синтеза простейшей самодуальной цепи, содержащей два независимых узла и два независимых контура. Вариант неожиданный. Мы его представили в виде пассивной цепи с резисторами. Но отметим, что именно заполнение структуры различными элементами дает нужный эффект и именно в цепях этого типа. Поэтому примем показанный здесь вариант как один из многих, имея в виду, что необходимо выполнить некоторый ограниченный анализ, как при постоянных токах, так и переменных (см. примеры 1 и 2 ниже по тексту).

Критерии эквивалентности не всегда однозначны. Они проявляются то в равенстве входных сопротивлений, то в равенстве коэффициентов передачи (иногда и то и другое вместе), то в равенстве определителей структур и пр.

Все свойства можно разделить на две категории: общие для двух групп цепей и частные, характерные для каждой из групп. Некоторые свойства были упомянуты в работе [5] на стадии выхода на рассматриваемые здесь структуры.

Свойства самодуальных линейных цепей

Свойство 1. Одно из основных свойств самодуальных структур заключается в том, что составляющие первых двух групп упомянутых цепей способны решать задачу эквивалентной замены, но с некоторыми особенностями. Например, переход от звезды к треугольнику и наоборот обеспечивает эквивалентность внешней схемы и эквивалентность по мощности преобразуемых цепей в общем плане. Мощности, рассеиваемые соответствующими элементами трехлучевой звезды и треугольника, неэквивалентны. Совсем другая сторона замечена у двухлучевой звезды и двухстороннего многоугольника (последовательное и параллельное соединение двух сопротивлений, например на рис. 1). Здесь переход от одной к другой схеме может обеспечивать и внутреннюю эквивалентность по мощности, рассеиваемой в соответствующих элементах схем. Все другие звезды и многоугольники (составляющие самодуальные цепи) не решают задачу эквивалентных преобразований участков цепей, в силу образования в матрицах сопротивлений и проводимостей пустых мест. Это связано с различием влияния узлов и контуров друг на друга [7]. Но могут быть и исключения.

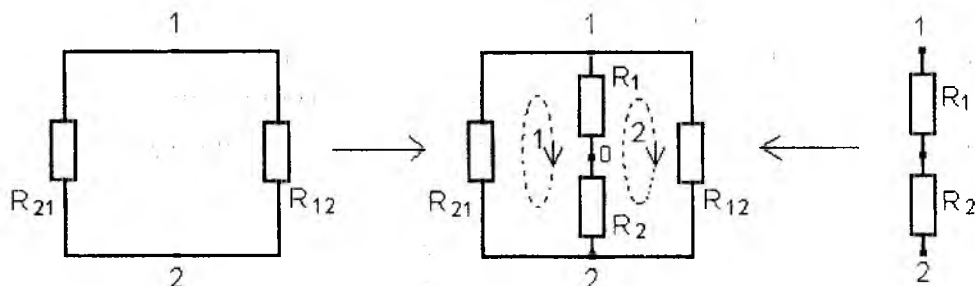


Рис. 1

Пример 1. Значения двух сопротивлений заданы в виде: $R_1 = 3 \text{ Ом}$; $R_2 = 7 \text{ Ом}$ и оба соединены последовательно (рис. 1, слева). Найти сопротивления параллельной схемы (рис. 1, справа) так, чтобы новая схема была эквивалентна по входу и по передаче энергии каждым из элементов в отдельности.

Решение. Входное сопротивление должно быть $R = R_1 + R_2 = 10 \text{ Ом}$. В соответствии с законом эквивалентных структур [5] сопротивления параллельной цепи

$$R_{1n} = R^2/R_1 = 33.3 \text{ Ом} \text{ и } R_{2n} = R^2/R_2 = 14.3 \text{ Ом}.$$

Контроль: $R = \frac{R_{1n} \cdot R_{2n}}{R_{1n} + R_{2n}} = 10 \text{ Ом}$; коэффициенты передачи по току $\frac{R_{2n}}{R_{1n} + R_{2n}} = 0.3$ и $\frac{R_{1n}}{R_{1n} + R_{2n}} = 0.7$, т. е. найденные сопротивления удовлетворяют и по входу, и по передаче

энергии исходному варианту. Соединение двух простейших схем вместе дает самодуальную структуру, приведенную в центре рис.1. Источник напряжения включают как п. 1 табл. 1.

Пример 2. Заданы два сопротивления гармоническому току некоторой частоты в виде двух комплексных чисел $\underline{Z}_1 = 12 + j21 \text{ Ом}$ и $\underline{Z}_2 = 0.8 + j1.4 \text{ Ом}$. В соответствии с условием предыдущей задачи найдем параметры параллельной схемы.

Решение. Входное сопротивление должно быть равно $\underline{Z} = \underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 = 12.8 + j19.6 \text{ Ом}$.

За квадрат сопротивления принимаем величину $\Delta_0 = \underline{Z} \cdot \bar{\underline{Z}} = 12.8^2 + 19.6^2 = 548 \text{ Ом}^2$.

Тогда в соответствии с законом эквивалентных структур сопротивления параллельной схемы:

$$\underline{Z}_{1n} = \frac{\Delta_0}{Z_1} = \frac{548}{12 - j21} = 11.24 + j19.67 \text{ Ом}; \quad \underline{Z}_{2n} = \frac{\Delta_0}{Z_2} = \frac{548}{0.8 + j1.4} = 168.6 - j295.1 \text{ Ом}.$$

Контроль: $\underline{Z} = \frac{\underline{Z}_{1n} \cdot \underline{Z}_{2n}}{\underline{Z}_{1n} + \underline{Z}_{2n}} = 12.8 + j19.6 \text{ Ом}$; коэффициент передачи по напряжению

$\underline{H}_1 = 1.031 + j0.061$ и соответствующий по току в параллельной схеме $\underline{T}_1 = 1.031 - j0.061$, что соответствует коэффициенту передачи по мощности, который для каждой из схем определяется как произведение коэффициента передачи по напряжению на соответствующий коэффициент передачи по току при его сопряженном значении. И так как в последовательном варианте коэффициент по току равен 1, а в параллельном аналогично коэффициент по напряжению равен 1, то коэффициенты по мощности оказываются равными. Аналогичный вариант рассмотрения возможен и для второй пары. При желании читатель может проделать это самостоятельно. Объединение двух цепочек по схеме рис. 1 приводит к простейшему самодуальному варианту, согласованному по звезде и многоугольнику.

Здесь рассмотрен вариант задачи на основе теории двухполосника, дающий возможность увидеть эквивалентность и по входу, и по передаче в разных примерах. Существует другой вариант решения этой же задачи на основе теории самодуальных цепей (СД – цепей), где в качестве значения Δ принимают определитель звезды или многоугольника, имеющий другое численное значение, чем Δ_0 . В этом втором варианте синтеза сохраняются только критерии эквивалентности по передаче.

Свойство 2. Определитель системы уравнений, составленной на основе метода контурных токов (МКТ) Δ_Z и определитель системы уравнений, составленной по методу узловых напряжений (МУН) Δ_Y связаны с определителями звезд Δ_{ZV} и многоугольников Δ_{MN} следующим образом

$$\sqrt[n]{\frac{\Delta_Z}{\Delta_Y}} = \Delta_{MN} = \Delta_{ZV} \text{ или } \frac{Z_{\Delta Z}}{Z_{\Delta Y}} = \Delta_{MN} = \Delta_{ZV}.$$

Это свойство справедливо для каждой рассматриваемой здесь структуры. Выражения для определителей звезд и многоугольников сведены в табл. 2.

Таблица 2

№ п/п	Наименование структуры	Определитель звезды Δ_{ZV}	Определитель многоугольника Δ_{MN}
1	СД-2/2	$2 \cdot \underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}_2$	$\underline{Z}_{12} \cdot \underline{Z}_{21} / 2$
2	СД-3/3	$\underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}_2 + \underline{Z}_2 \cdot \underline{Z}_3 + \underline{Z}_3 \cdot \underline{Z}_1$	$1 / (\underline{Y}_{12} \cdot \underline{Y}_{23} + \underline{Y}_{23} \cdot \underline{Y}_{31} + \underline{Y}_{31} \cdot \underline{Y}_{12})$
3	СД-4/4	$\underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}_2 + \dots + \underline{Z}_4 \cdot \underline{Z}_1$	$1 / (\underline{Y}_{12} \cdot \underline{Y}_{23} + \dots + \underline{Y}_{41} \cdot \underline{Y}_{12})$
4	СД-5/5	$\underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}_2 + \dots + \underline{Z}_5 \cdot \underline{Z}_1$	$1 / (\underline{Y}_{12} \cdot \underline{Y}_{23} + \dots + \underline{Y}_{51} \cdot \underline{Y}_{12})$
5	СД-6/6	$\underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}_2 + \dots + \underline{Z}_6 \cdot \underline{Z}_1$	$1 / (\underline{Y}_{12} \cdot \underline{Y}_{23} + \dots + \underline{Y}_{61} \cdot \underline{Y}_{12})$
6	СД-7/7	$\underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}_2 + \dots + \underline{Z}_7 \cdot \underline{Z}_1$	$1 / (\underline{Y}_{12} \cdot \underline{Y}_{23} + \dots + \underline{Y}_{71} \cdot \underline{Y}_{12})$

Свойство 3. Соответствия сопротивлений звезд и многоугольников, связанных попарно находят по-разному в каждой из рассматриваемых групп. Так в СД-цепи с нечетным числом узлов (контуров) закон структур диктует связи пары сопротивлений, расположенных перпендикулярно друг к другу. Наиболее четко это свойство выражено у СДЗ (цифры в индексах не совпадают):

$$\underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}_{23} = \Delta_{MN}; \quad \underline{Z}_2 \cdot \underline{Z}_{31} = \Delta_{MN}; \quad \underline{Z}_3 \cdot \underline{Z}_{12} = \Delta_{MN}. \quad (1)$$

Аналогично связывают сопротивления звезд и многоугольников в более сложных структурах, например в СД5 или в СД7 и т. д. Известные сопротивления заменяют сопряженными значениями, если определители выражены вещественными числами и, нужно получить, тот же характер сопротивления (значение определителя в виде отрицательного числа принимают по абсолютной величине). В противном случае принимают его действительное значение. Искомое сопротивление получит значение противоположного характера. Иное дело, когда определитель получил чисто мнимое значение. В этом варианте все наоборот. Такая сторона двойственна любой СД-цепи. Однако выбор пары сопротивлений в цепях с четным числом узлов совершенно иной. Первая пара формируется из сопротивления последней ветви звезды и сопротивления первой ветви многоугольника. Следующие пары формируются с понижением индекса у сопротивления звезды и повышением индекса у сопротивления многоугольника. Можно и наоборот. Например, для СД4 запишем:

$$\underline{Z}_4 \cdot \bar{Z}_{12} = \Delta_{MN}; \underline{Z}_3 \cdot \bar{Z}_{23} = \Delta_{MN}; \underline{Z}_2 \cdot \bar{Z}_{34} = \Delta_{MN}; \underline{Z}_1 \cdot \bar{Z}_{41} = \Delta_{MN}.$$

Аналогично записывают закон структур для других вариантов цепей с четным числом узлов. Автор допускает, что, возможно, в будущем будут отработаны и иные подходы синтеза самодуальных структур. Здесь рассмотрен один из вариантов соответствия создаваемых структур друг другу.

Таблица 3

Значения сопротивлений многоугольника: 1, 2, ..., N	СД2	СД3	СД4	СД5	СД6	СД7
Мощность: P_{zv} Вт	0.320	0.333	0.280	0.272	0.231	0.237
P_{MN} Вт	0.142	0.333	0.507	0.478	0.629	0.552
P Вт	0.462	0.666	0.787	0.750	0.860	0.789
$\Delta_R = \Delta_G$	6.5	24	96.04	480	2547.69	18515
$\Delta_H = \Delta_T$	0.743	0.873	0.906	0.918	0.943	0.941
$R_{\Delta R} = G_{\Delta G}$	2.55	2.884	3.130	3.438	3.696	4.070
Напряжения: U_1	0.769	0.667	0.803	0.750	0.858	0.803
U_2	0.462	0.167	0.184	0.138	0.133	0.124
U_3	-	0.167	0.0486	0.013	0.014	0.00911
U_4	-	-	0.137	0.013	0.0191	0.000414
U_5	-	-	-	0.063	0.00884	0.000414
U_6	-	-	-	-	0.106	0.00248
U_7	-	-	-	-	-	0.035
Свойства		мост		мост		мост

Свойство 4. Если в качестве сопротивлений многоугольника выбрать ряд натуральных чисел: 1, 2, 3..., N, где N – число, характерное для конкретной структуры, то для всех типов цепей без исключения получим определители звезд и многоугольников, равные единице. В этом частном случае, при воздействии постоянной ЭДС, равной 1 В, получили для цепей (табл. 3) ряд характерных значений. Во-первых, все цепи с нечетным числом узлов непременно мосты. Во-вторых, определители уравнений по МКТ и МУН в каждой из схем свои, но непременно равные. В-третьих, сопротивления $R_{\Delta R}$ для всех рассматриваемых структур связаны линейной зависимостью с числом узлов. Другие характерные величины приведены в табл. 3. Из таблицы видно, что только СД-3 содержит равные рассеиваемые мощности и звездой, и многоугольником. Кроме того, общая рассеиваемая мощность нарастает, несмотря на подключение все большего и большего сопротивления при одном и том же источнике энергии. Предельный случай пока не установлен. Интересно также отметить, что значения определителей матриц коэффициентов передачи по току и по напряжению [4] также нарастают, однако их надо рассматривать отдельно между двумя выделенными группами: четные

и нечетные. В таблице приведены значения узловых напряжений не только из желания подчеркнуть характер цепи, но и с целью упростить понимание следующего свойства цепей.

Ниже, в табл. 4 приведены избранные значения характерных величин самодуальных структур при одинаковых значениях исходных параметров. Прежде всего – все эти цепи мосты. Во-вторых, мощности четных структур также нарастают, а нечетных – убывают. Мощности, рассеиваемые СД – цепями в этом частном случае, существенно меньшие по величине. Это заметно и по значениям приведенных сопротивлений.

Таблица 4

Значения сопротивлений многоугольника одинаковы для всех ветвей, но $\Delta_{MN} = 1$	СД2	СД3	СД4	СД5	СД6	СД7
Мощность: $P_{ZV} Bm$	0.314	0.289	0.236	0.200	0.245	0.151
$P_{MN} Bm$	0.157	0.289	0.347	0.371	0.616	0.384
$P Bm$	0.471	0.578	0.583	0.571	0.861	0.535
$\Delta_R = \Delta_G$	6.0	20.78	72.0	270.6	1103.3	4829.4
$\Delta_H = \Delta_T$	0.75	0.864	0.88..	0.900	0.908	0.941
$R_{\Delta R} = G_{\Delta G}$	2.45	2.864	2.913	3.065	3.214	3.359
Напряжения: $U1$	0.667	0.667	0.708	0.745	0.775	0.798
$U2$	0.333	0.167	0.125	0.109	0.098	0.0898
$U3$	-	0.167	0.042	0.018	0.013	0.0101
$U4$	-	-	0.125	0.018	0.0032	0.0013
$U5$	-	-	-	0.109	0.013	0.0013
$U6$	-	-	-	-	0.098	0.0101
$U7$	-	-	-	-	-	0.0898B
Свойства	Мосты					

Свойство 5. В условиях гармонической ЭДС с действующим значением единица рассмотренные выше цепи ведут себя также. Более того, если к сопротивлениям приписать мнимую единицу (что равноценно замене резистивной нагрузки реактивной) напряжения схемы и ряд других параметров не заметят этой замены. Их значения останутся неизменными, если даже эти сопротивления будут содержать активные и реактивные части, но по модулю равны значениям, которые приведены в табл. 3 и 4. Напряжения не замечают характера нагрузки, в том числе и по виду реактивности. Все изменения отражаются на значениях токов и мощностей. Одно дополнительное условие – сопротивления должны быть одного характера. Например, $Z_{12} = 0.707 - j0.707 = 1 \cdot e^{-j45^\circ} \text{ Ом}$; $Z_{23} = 2 \cdot Z_{12} \text{ Ом}$; и т. д. аналогично с цепями при постоянных токах. В литературе такие сопротивления называют подобными. Отметим, что значения модулей токов, мощностей и сопротивлений останутся такими же, как при постоянных токах. Разумеется, что использование закона структур при определении сопротивлений звезд выдержано в ранее приведенной форме.

Свойство 6. Если в качестве сопротивлений многоугольника выбрать значения в виде RL и RC -цепочек, то есть возможность для управления величинами неизвестных сопротивлений. Например, довести их до величин известных сопротивлений, как это сделано в [4, 7]. Заметим что, RL -цепочки размещают в ветвях справа от вертикали, а RC -цепочки – слева. Границами служат ветви источника и нагрузки,

Здесь рассмотрен простейший вариант: сопротивления источника напряжения и нагрузки в четных структурах приняты активными и их величина всегда равна 0.5 Ом . В нечетных структурах сопротивление нагрузки в четыре раза больше – 2 Ом . Все связано с исходным критерием – определители звезд и многоугольников должны быть равны 1. Но

в этом случае существуют два варианта использования закона структур. Результат получают либо эквивалентный исходному, либо обратный. Здесь речь идет о возможности смены характера сопротивления в ветвях звезд. Обратим внимание, что в этом случае звезды и многоугольники трех первых структур являются энергетически эквивалентными (табл. 5).

Таблица 5

Значения сопротивлений: $1+j; 1-j$	СД 2	СД 3	СД 4	СД 5	СД 6	СД 7
Мощность: $S_{зв}$	0.25	0.333	0.333	0.343	0.354	0.355
$S_{мн}$	0.25	0.333	0.333	0.336	0.336	0.336
S	0.50	0.666	0.666	0.679	0.690	0.691
$\Delta_Z; \Delta_Y$	4	12	18; 36	52.5	76; 152	220
$\Delta_H; \Delta_T$	0.8; 0.8	0.941; 0.941	0.996; 1	1.029; 1.029	1.050; 1.056	1.078; 1.078
$R_Z; R_Y$	2	2.289	2.06; 2.45	2.208	2.44; 2.74	2.161
Свойства	Мост Фазовр.	Фильтр Фазовр.	Фильтр	Фильтр	Фильтр	Фильтр

В табл. 6 сведены расчетные данные с учетом закона обратных структур. В этом случае самодуальные структуры действуют преимущественно как мосты. Однако совсем не исключены другие эффекты.

Таблица 6

Значения сопротивлений: $1+j; 1-j$	СД 2	СД 3	СД 4	СД 5	СД 6	СД 7
Мощность: $S_{зв}$	0.25	0.25	0.231	0.231	0.227	0.227
$S_{мн}$	0.25	0.25	0.302	0.302	0.309	0.309
S	0.50	0.50	0.533	0.533	0.536	0.536
$\Delta_Z; \Delta_Y$	4	16	30; 60	112.5	210; 420	784
$\Delta_H; \Delta_T$	0.8	0.853	0.768; 0.833	0.75	0.672; 0.729	0.653
$R_Z; R_Y$	2	2.289	2.34; 2.78	2.572	2.44; 2.74	2.591
Свойства	Мост Фазовр.	Мост $U_{23}=0$	Мост $U_{24}=0$	Мост $U_{25}=0$ $U_{34}=0$	Мост $U_{26}=0$ $U_{35}=0$	Мост $U_{27}=0$ $U_{36}=0$ $U_{45}=0$

В табл. 7 и 8 представлены сравнительные данные напряжений в структурах при различных вариантах сопротивлений звезд в соответствии с двойственностью закона структур. В таких мостах напряжения вещественны. Этот же эффект наблюдается с токами в фильтрах. Однако в каждом частном случае возможны и другие сюрпризы, которые в общей постановке не могут быть выявлены.

Таблица 7

	СД - 2		СД - 4		СД - 6	
	Фильтр	Мост	Фильтр	Мост	Фильтр	Мост
U_1	$0.75 - 0.25j$	0.707	0.667	0.733	0.655	0.732
U_2	$0.25 - 0.25j$	0.293	$0.167 - 0.167j$	0.2	$0.141 - 0.18j$	0.196
U_3			0	0.0667	$-0.016 - 0.07j$	0.054
U_4			$0.167 + 0.167j$	0.2	- 0.03	0.018
U_5			режекторный		$-0.016 + 0.07j$	0.054
U_6					$0.141 + 0.18j$	0.196

	СД-3		СД-5		СД-7	
	Фильтр	Мост	Фильтр	Мост	Фильтр	Мост
U_1	0.667	0.75	0.657	0.733	0.655	0.732
U_2	$0.167 - 0.167j$	0.25	$0.143 - 0.171j$	0.2	$0.141 - 0.177j$	0.196
U_3	$0.167 + 0.167j$	0.25	$-0.0286 - 0.057j$	0.0667	$-0.018 - 0.073j$	0.054
U_4			$-0.0286 + 0.057j$	0.0667	$-0.032 - 0.0045j$	0.018
U_5			$0.143 + 0.171j$	0.2	$-0.032 + 0.0045j$	0.054
U_6					$-0.018 + 0.073j$	0.196
U_7					$0.141 + 0.177j$	

Выводы

Самодуальные линейные цепи на основе звезд и многоугольников позволяют иначе решать задачи синтеза электрических фазовращателей, фильтров и мостов.

Выходные напряжения СД-цепей могут не зависеть от характера введенных в их ветви сопротивлений, если эти сопротивления однотипны и не различаются по модулю с аналогичными в постоянных токах. В ряде случаев эти свойства могут проявляться в значениях токов (обратные схемы – входные сопротивления, как правило, имеют сопряженные значения).

СД-цепи первого порядка с параметрами RL и RC позволяют парой активных сопротивлений изменять сопротивления звезд (например, добиваясь их равенства с сопротивлениями многоугольника) при заданных сопротивлениях многоугольника (или наоборот).

Одна и та же структура при одних и тех же исходных параметрах может быть использована либо в виде фильтра, либо моста. Все зависит от применения закона структур к заданному исходному сопротивлению.

Список литературы. 1. *Основы инженерной электрофизики*. Ч. 11 / Под ред. П.А.Ионкина. М.: Высш. шк., 1972. 634 с. 2. *Авраменко В.Л., Галямичев Ю.П., Ланнэ А.А.* Электрические линии задержки и фазовращатели: Справочник / Под ред. А.Ф.Белецкого. М.: Связь, 1973. 107 с. 3. *Кисель В.А.* Аналоговые и цифровые корректоры: Справочник. М.: Радио и связь. 1986. 184 с. 4. *Фазовый контур первого порядка* / П.Ф.Лебедев, С.Н.Пономаренко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 150. С. 88–93. 5. *Эквивалентные структуры линейных электрических цепей* / П.Ф.Лебедев // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 135. С. 158–165. 6. *Эквивалентные структуры в гармоническом анализе* / П.Ф.Лебедев // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 139. С. 107–112. 7. *Лебедев П.Ф., Донець О.В., Пономаренко С.М.* Патент Украины на фазообертач мостовий № 83519, зареєстровано 25.07.2008 р., бюл. №14. Заявка № а 2006 06841 від 19.06.2006 р. 8. *Метод наложения в анализе линейных цепей* / П.Ф. Лебедев // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 140. С. 121–126.

Харьковский государственный технический университет строительства и архитектуры

Поступила в редколлегию 03.06.2009

ОБНАРУЖИТЕЛЬ НЕШУМОВЫХ СИГНАЛОВ, ЗАМАСКИРОВАННЫХ ГАУССОВЫМ ШУМОМ

Введение

Большинство практических задач в области радиотехники связано с проблемой обнаружения полезных сигналов и оценивания их параметров в условиях мешающего действия шумов и нешумовых помех.

В связи с этим интерес представляют задачи обнаружения и оценивания сигналов, для которых известна минимальная априорная информация о комплексной огибающей и времени существования на интервале наблюдения. Такого рода задачи характерны для медико-биологических исследований, радиоастрономии, физических экспериментов и т.д.

Для решения подобных задач уже неприменимы эффективные процедуры оптимальной или квазиоптимальной фильтрации, а потому требуется поиск наиболее общих алгоритмов обработки, основанных на статистическом различии чистого шума и аддитивной смеси «сигнал плюс шум».

Организацию таких алгоритмов удобно искать на основе так называемого «энергетического подхода», который базируется на анализе оценок энергии регистрируемых колебаний на интервале наблюдения в предположении гауссового характера шумов [1]. Причём, это ограничение не является чрезмерным, поскольку, во-первых, решение задачи для гауссовых шумов открывает путь для совершенствования алгоритмов обработки в условиях воздействия шумов с иными статистическими характеристиками, а во-вторых, в настоящее время получили развитие исследования процедур нормализации негауссовых процессов.

Таким образом, для гауссового характера шумов оценка энергии на интервале наблюдения, приведённая к дисперсии шума, представляет собой реализацию случайной величины ξ , имеющей либо центральное, либо нецентральное распределение χ_n^2 с n степенями свободы, где n – количество статистически независимых выборок на интервале наблюдения. При этом полагается известной (хотя бы приблизительно) спектральная область, которую занимает полезный сигнал.

Обнаружение сигналов в белом гауссовом шуме

Процедура обнаружения сигнала в гауссовом шуме представляет собой проверку следующих двух гипотез.

Гипотеза H_0 : входной процесс $y(t)$ является только шумом:

- входной процесс определяется выражением

$$y(t) = n(t), \quad (1)$$

где $n(t)$ – шум,

- энергия входного процесса определяется выражением

$$E[n(t)] = 0, \quad (2)$$

- двусторонняя спектральная плотность шума N_{02} ;

- ширина полосы шума W , Гц.

2. Гипотеза H_1 : входной процесс $y(t)$ является суммой сигнала и шума:

- входной процесс определяется выражением

$$y(t) = n(t) + s(t), \quad (3)$$

где $s(t)$ – сигнал – энергия входного процесса определяется выражением

$$E[n(t) + s(t)] = E[s(t)]. \quad (4)$$

Относительно узкополосный случайный процесс представляется в виде выражения [2]:

$$y(t) = A(t) \cdot \exp(i \cdot \varphi(t)), \quad (5)$$

где $A(t)$ – огибающая процесса; $\varphi(t)$ – фаза процесса

С другой стороны, узкополосный случайный процесс можно записать так:

$$y(t) = A(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi(t)) = A_C(t) \cdot \cos(\omega_0 t) - A_S(t) \cdot \sin(\omega_0 t), \quad (6)$$

где $A_C(t)$ и $A_S(t)$ – квадратурные составляющие нормального случайного процесса, имеющие нормальное распределение; ω_0 – опорная угловая частота

Косинусная квадратурная составляющая $A_C(t)$ определяется по формуле

$$A_C(t) = A(t) \cdot \cos \varphi(t). \quad (7)$$

Синусная квадратурная составляющая $A(t)$ определяется по формуле

$$A_S(t) = A(t) \cdot \sin \varphi(t). \quad (8)$$

Огибающая нормального случайного процесса определяется по формуле

$$A(t) = \sqrt{A_C^2(t) + A_S^2(t)}. \quad (9)$$

Фаза нормального случайного процесса

$$\varphi(t) = \operatorname{arctg} \left(\frac{A_S(t)}{A_C(t)} \right). \quad (10)$$

Если шум является полосовым случайным процессом, то каждую его реализацию можно выразить в виде

$$n(t) = n_C(t) \times \cos(\omega_0 t) - n_S(t) \cdot \sin(\omega_0 t), \quad (11)$$

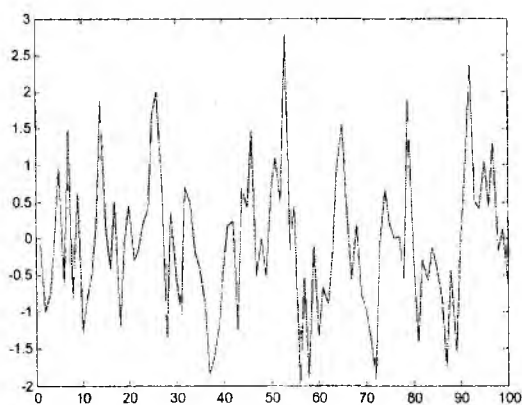
где $n_C(t)$ – косинусная квадратурная составляющая шума; $n_S(t)$ – синусная квадратурная составляющая шума

Сигнал можно выразить как

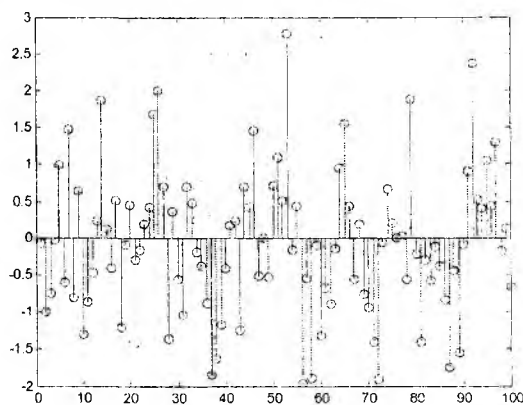
$$s(t) = s_C(t) \times \cos(\omega_0 t) - s_S(t) \cdot \sin(\omega_0 t), \quad (12)$$

где $s_C(t)$ – косинусная квадратурная составляющая сигнала; $s_S(t)$ – синусная квадратурная составляющая сигнала

Реализация гауссового шума и взятие выборок из шума показаны на рис. 1.



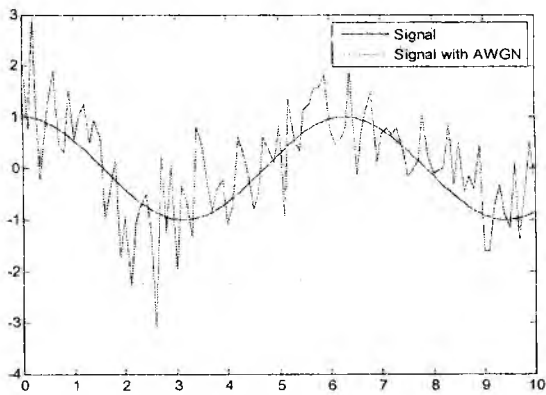
а



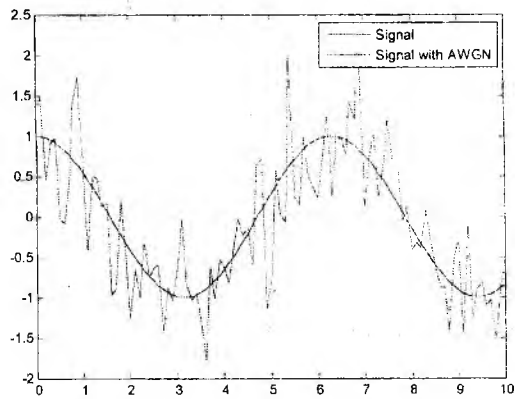
б

Рис. 1. Реализация гауссового шума (а) и выборки шума (б)

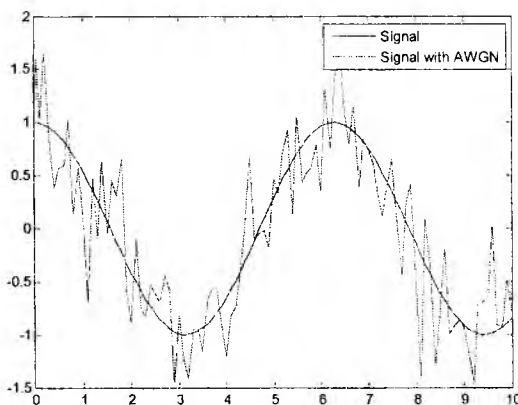
Добавление к сигналу аддитивного белого гауссового шума может быть проиллюстрировано рис. 2, который графически отображает аддитивную смесь «сигнал плюс шум».



a



б



в

Рис.2. Добавление к сигналу аддитивного белого гауссового шума

В качестве модели полезного сигнала удобно использовать гармоническое колебание, как показано на рисунке 2, *a*, *б*, *в*, и к этому сигналу добавлен аддитивный белый гауссов шум с различным отношением сигнал/шум: SNR=1 (рис. 2, *a*), SNR=2 (рис. 2, *б*) и SNR=3 (рис. 2, *в*). Соответственно видно, что при увеличении отношения сигнал/шум уменьшается амплитуда аддитивной смеси «сигнал плюс шум» и тем самым становится проще обнаружить сигнал в шуме.

Взятие выборок из шума и, аналогично, из аддитивной смеси «сигнал плюс шум» проиллюстрировано на рис. 3.

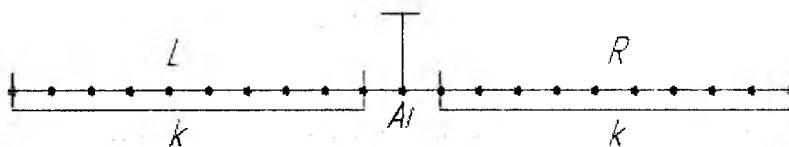


Рис. 3. Иллюстрация взятия выборок

Для оценки входного процесса на интервале наблюдения введём некоторый параметр и обозначим его через ξ_i . Схема нахождения ξ_i показана на рис. 4.

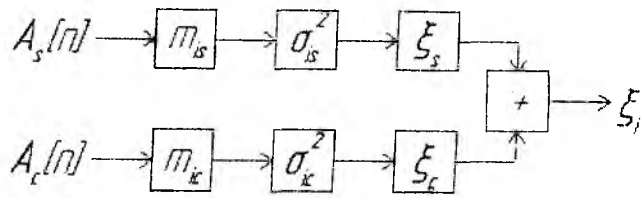


Рис. 4. Схема нахождения ξ_i

Математическое ожидание выборок, находящихся слева от произвольной выборки A_i , определяется по формуле

$$m_L = \frac{1}{k} \cdot \left(\sum_{i=1}^k A_{iL} \right). \quad (13)$$

где k – количество выборок; A_i – значение i -й выборки

Математическое ожидание выборок, находящихся справа от произвольной выборки A_i , определяется по формуле

$$m_R = \frac{1}{k} \cdot \left(\sum_{i=1}^k A_{iR} \right), \quad (14)$$

Дисперсии выборок, находящихся слева и справа от произвольной выборки A_i , определяются по формулам:

$$\sigma_L^2 = \frac{1}{k-1} \cdot \sum_{i=1}^k (A_{iL} - m_L)^2, \quad (15)$$

$$\sigma_R^2 = \frac{1}{k-1} \cdot \sum_{i=1}^k (A_{iR} - m_R)^2. \quad (16)$$

Среднеквадратическое отклонение суммы выборок, находящихся слева и справа от произвольной выборки A_i , определяется по формуле

$$\sigma = \sqrt{\sigma_L^2 + \sigma_R^2}. \quad (17)$$

Параметр ξ_i определяется соотношением

$$\xi_i = \left(\frac{A_i}{\sigma} \right)^2. \quad (18)$$

Далее необходимо найти сумму параметра ξ_i .

Перечисленные действия прodelываются сначала для чистого гауссового шума, а затем для аддитивной смеси «сигнал плюс шум» при различных отношениях сигнал/шум.

Затем необходимо найти параметр нецентральности

$$\lambda = \sum \xi_{iC+ш} - \sum \xi_{iш}. \quad (19)$$

Полученные параметры нецентральности возможно табулировать. Однако нагляднее будет привести графическую зависимость параметра нецентральности от отношения сигнал/шум.

Зависимость параметра нецентральности от отношения сигнал/шум показана на рис. 5.

Из рис. 5 видно, что зависимость является нелинейной и что при незначительном увеличении отношения сигнал/шум увеличивается параметр нецентральности, т.е. чем больше отношение сигнал/шум, тем больше энергия сигнала или, соответственно, меньше двусторонняя спектральная плотность шума.

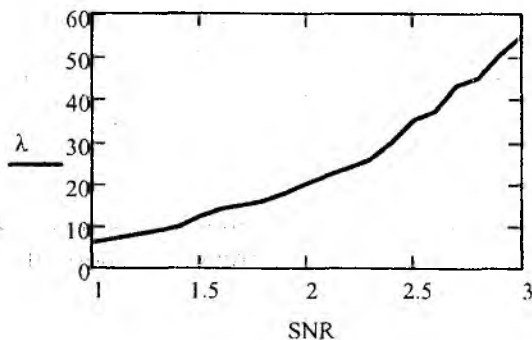


Рис. 5. Зависимость параметра нецентральности от отношения сигнал/шум

Иллюстрация центрального и нецентрального распределения хи-квадрат

Случайная величина имеет центральное распределение хи-квадрат, если плотность распределения вероятностей определяется выражением [3]:

$$f(x) = \begin{cases} \frac{1}{2^{\frac{n}{2}} \cdot \Gamma\left(\frac{n}{2}\right)} \cdot x^{\frac{n}{2}-1} \cdot e^{-\frac{x}{2}}, & x > 0, \\ 0, & x \leq 0 \end{cases} \quad (20)$$

где n - количество степеней свободы; $\Gamma(x)$ – гамма-функция Эйлера

В качестве примера построен график плотности распределения вероятностей центрального распределение хи-квадрат с числом степеней свободы $n = 128$ и показан на рис. 6.

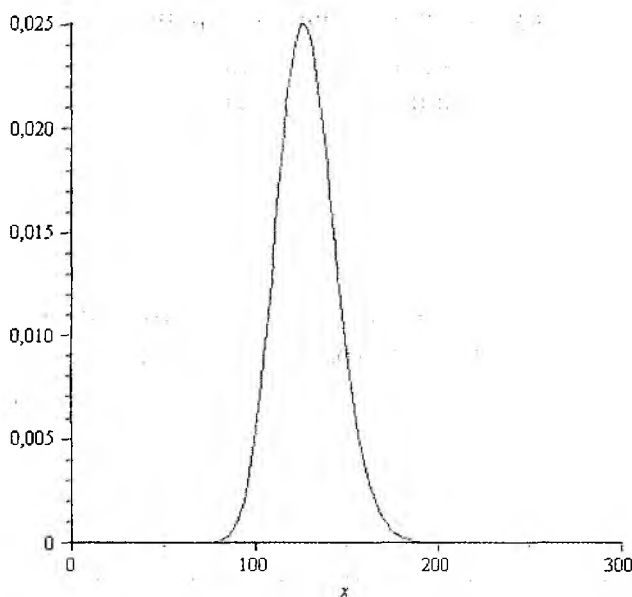


Рис. 6. График плотности распределения вероятностей центрального распределение хи-квадрат с числом степеней свободы $n = 128$

Случайная величина имеет нецентральное распределение хи-квадрат, если плотность распределения вероятностей определяется выражением

$$f(x) = \frac{e^{-\frac{x+\lambda}{2}}}{2^{\frac{n}{2}}} \cdot x^{\frac{n-1}{2}} \cdot \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{\lambda \cdot x}{4}\right)^j}{j! \cdot \Gamma\left(j + \frac{n}{2}\right)}, \quad x \geq 0, \quad (21)$$

где λ – параметр нецентральности

В качестве примера построен график плотности распределения вероятностей нецентрального распределение хи-квадрат с числом степеней свободы $n=128$ и параметром нецентральности $\lambda=50$ и показан на рис. 7.

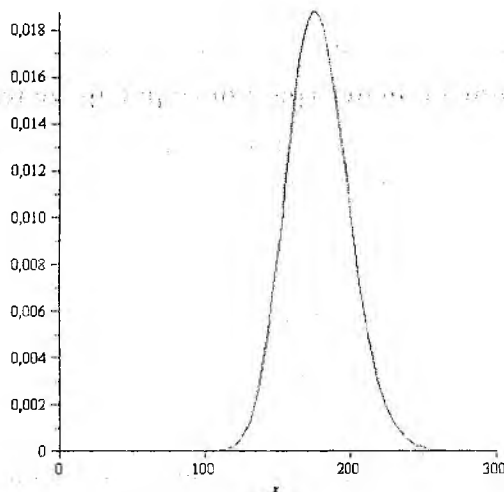


Рис. 7. График плотности распределения вероятностей нецентрального распределение хи-квадрат с числом степеней свободы $n=128$ и параметром нецентральности $\lambda=50$

Оценка вероятностей пропуска цели и ложных тревог

Для определения вероятностей пропуска цели и ложных тревог необходимо найти точку пересечения (порог) графиков функций плотности распределения вероятностей центрального и нецентрального распределения хи-квадрат.

Вероятность пропуска цели

$$P_{п.ц.} = \int_0^{T_{por}} f1(x) dx, \quad (22)$$

где $f1(x)$ – плотность распределения вероятностей нецентрального распределение хи-квадрат; T_{por} – точка пересечения (порог) графиков функций плотности распределения вероятностей центрального и нецентрального распределения хи-квадрат

Вероятность ложных тревог

$$P_{л.т.} = \int_{T_{por}}^{\infty} f2(x) dx, \quad (23)$$

где $f2(x)$ – плотность распределения вероятностей центрального распределение хи-квадрат

Определение вероятности пропуска цели и ложных тревог проиллюстрировано на рис. 8.

Из рис. 8 видно, что площадь, ограниченная кривой $f1(x)$ и T_{por} , есть вероятность пропуска цели, а площадь, ограниченная T_{por} и кривой $f2(x)$, есть вероятность ложных тревог.

Полученные вероятности пропуска цели и ложных тревог при различных значениях числа степеней свободы и параметра нецентральности возможно табулировать. Однако нагляднее будет привести графические зависимости вероятностей пропуска цели и ложных тревог от параметра нецентральности при различном числе степеней свободы.

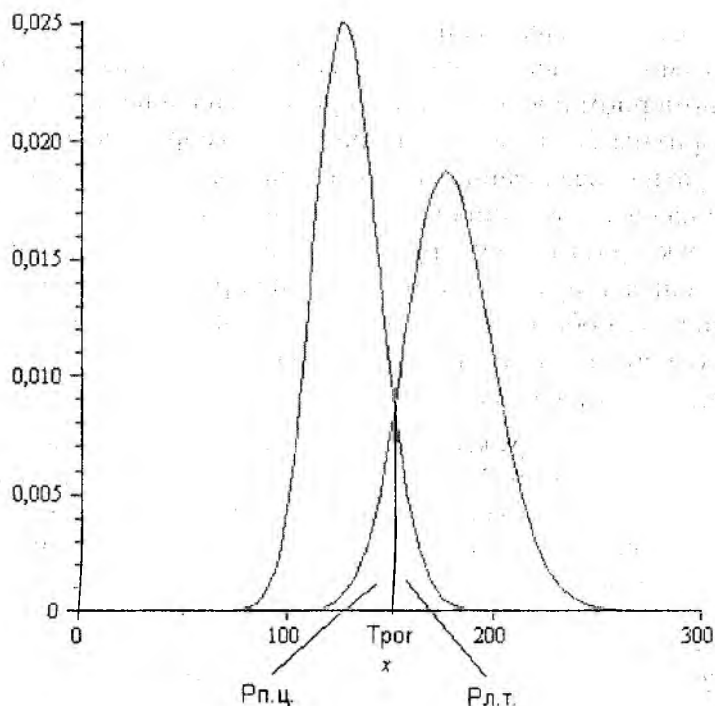


Рис. 8. Определение вероятности пропуска цели и ложных тревог

Зависимость вероятностей пропуска цели и ложных тревог от параметра нецентральности при различном числе степеней свободы представляет собой семейство графиков на рис. 9.

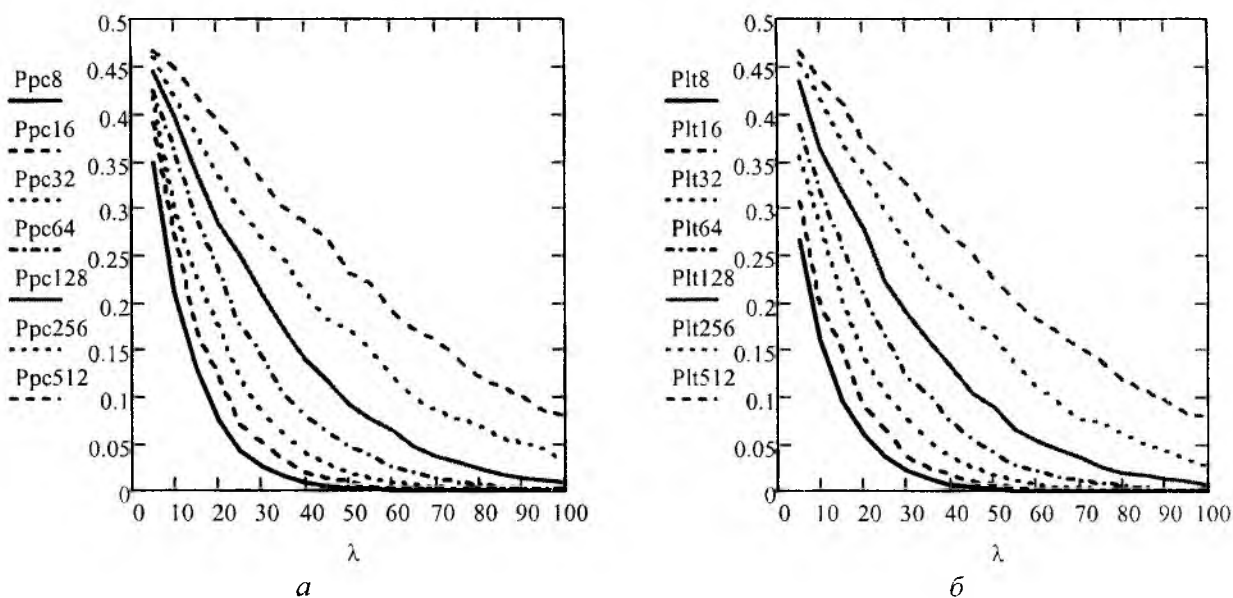


Рис. 9. Зависимость вероятностей пропуска цели (а) и ложных тревог (б) от параметра нецентральности

Из рис. 9, а, б видно, что при увеличении параметра нецентральности λ вероятности пропуска цели и ложных тревог уменьшаются, а при увеличении числа степеней свободы n -- возрастают.

Выводы

1. Имитационное моделирование подтвердило работоспособность предложенных алгоритмов обнаружения на произвольном интервале наблюдения нешумовых сигналов, замаскированных гауссовым шумом.

2. Получены вероятностные характеристики обнаружителя в предположении равномерного распределения нешумовой энергии на интервале наблюдения. Аналогичный результат получается и при неравномерном поступлении энергии сигнала на интервале наблюдения.

3. Полученные алгоритмы базируются на простых алгебраических операциях суммирования. Поэтому их аппаратная реализация возможна на элементной базе средней и большой степени интеграции или на базе высокопроизводительной ЭВМ.

4. Качественные характеристики обнаружителя зависят от длительности интервала наблюдения, соотношения сигнал/шум и не зависят от вида распределения нешумовой энергии на интервале наблюдения. Это обстоятельство позволяет формулировать задачу оценивания распределения полезной энергии на интервале наблюдения как степень отклонения текущих парциальных оценок энергии от равномерного.

Список литературы: 1. *Урковиц*. Обнаружение неизвестных детерминированных сигналов по энергии // ТИИЭР. 1967. Т. 55. № 4. С. 50–59. 2. *Прохоров С.А.* Математическое описание и моделирование случайных процессов. Самар. гос. аэрокосм. ун-т, 2001. 209 с. 3. *Королюк, Н.И. Портенко, А.В. Скороход, А.Ф. Турбин.* Справочник по теории вероятностей и математической статистике. М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1985. 640 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 31.07.2009

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ЧМН-2 СИГНАЛОВ, ФОРМИРУЕМЫХ С ПОМОЩЬЮ СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТ КОСВЕННОГО ТИПА

Введение

В системах цифровой радиосвязи для передачи сообщений через радиоэфир может применяться метод частотной манипуляции (ЧМн). В том случае, когда сообщение представляет собой последовательность двоичных информационных символов, каждому из которых соответствует радиоимпульс с определенной частотой несущей на выходе модулятора, имеем дело с двоичной ЧМн (ЧМн-2).

В качестве такого модулятора, который позволяет получить сигнал ЧМн-2, можно использовать синтезатор частот (СЧ) косвенного типа на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) [1]. Базовая структурная схема такого косвенного СЧ приведена на рис. 1, где ЭГ – эталонный генератор; ФД – фазовый детектор; Ф – фильтр; ПГ – подстраиваемый генератор; ДПКД – делитель частоты с переменным коэффициентом деления N .

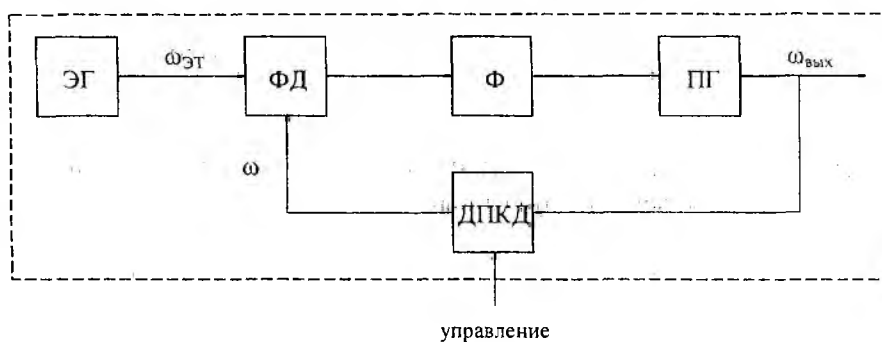


Рис. 1

Однако сигнал на выходе такого ЧМн-2 манипулятора будет отличаться от эталонного варианта ЧМн-2 сигнала. Инерционность контура ФАПЧ приводит к наличию переходных процессов по частоте в системе. Вследствие этого выходной сигнал рассматриваемой модели двоичного частотного манипулятора будет представлять собой последовательность не из двух типов радиоимпульсов с частотами радиозаполнения ω_1 или ω_2 , которые остаются постоянными на протяжении всей длительности радиоимпульса, как в эталонном варианте ЧМн-2 сигнала, а уже из четырех типов радиоимпульсов $s_{ij}(t)$ [1], где первый индекс определяется значением частоты, с которой начинается перестройка по частоте, а второй индекс определяется значением частоты, на которой эта перестройка заканчивается. Если в системе выполнены определенные условия устойчивости [2], тогда будут возможны только три типа режима переходных процессов по частоте: 1 – аperiodический, 2 – критический, 3 – квазипериодический (здесь и далее перечисленные типы режимов переходных процессов будут обозначаться этими же цифрами).

Постановка задачи

Ставится задача получения характеристик качества приема полученных с помощью СЧ косвенного типа ЧМн-2 сигналов и сравнения их между собой в различных режимах переходных процессов по частоте и со случаем эталонного ЧМн-2 сигнала. В системах цифровой радиосвязи качество приема обычно оценивается помехоустойчивостью. Количественно помехоустойчивость определяется вероятностью ошибки при приеме одного символа. Помехоустойчивость будем определять в условиях передачи сигналов по каналу с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ). В данном случае будем считать, что канал связи стационарен и не вносит собственных искажений. Примем, что последовательность информа-

ционных манипулирующих символов является последовательностью независимых равновероятных двоичных символов. Кроме математической модели канала для определения параметров помехоустойчивости необходимо задать способ приема сигналов [3 – 6].

Результаты

Рассмотрим сначала когерентный прием двух сигналов. Это соответствует случаю, когда приемник имеет два канала обработки входного сигнала, рассчитанных на два эталонных типа радиоимпульсов с различной, но постоянной частотой заполнения.

Для случая приема эталонного ЧМн-2 сигнала вероятности ошибок

$$P_{\text{ош}} = \sum_i P\left(\hat{s}_j, s_i\right) = \sum_i P\left(\hat{s}_j / s_i\right) \cdot P(s_i), \quad i, j \in \{1, 2\} \quad i \neq j, \quad (1)$$

где s_i – переданный по каналу сигнал; \hat{s}_j – сигнал, в пользу которого было принято решение

о его передаче по каналу; $P\left(\hat{s}_j / s_i\right) = 0.5 - \Phi\left[\sqrt{h^2 \cdot (\rho_{ii} - \rho_{ji})}\right]$; $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \int_0^x \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right) dz$;

$h^2 = \frac{E}{N_0}$; $E = \int_{\tau} s_i^2(t) dt$; $\rho_{ij} = \frac{1}{E} \cdot \int_{\tau} s_i(t) \cdot s_j^*(t) dt$, N_0 – односторонняя спектральная плотность мощности шума.

В случае приема ЧМн-2 сигнала исследуемой модели частотного манипулятора вероятности ошибок будут определяться уже иным выражением:

$$P_{\text{ош}} = \sum_j \sum_k P\left(\hat{s}_{ii}, s_{jk}\right) = \sum_j \sum_k P\left(\hat{s}_{ii} / s_{jk}\right) \cdot P(s_{jk}), \quad i, j, k \in \{1, 2\} \quad i \neq k, \quad (2)$$

где

$$P\left(\hat{s}_{ii} / s_{jk}\right) = 0.5 - \Phi\left[\sqrt{\frac{h^2}{\rho_{kkk} - \rho_{kii}} \cdot (\rho_{kjk} - \rho_{ijk})}\right]; \rho_{ijk} = \frac{1}{E} \cdot \int_{\tau} s_{ii}(t) \cdot s_{jk}^*(t) dt.$$

На рис. 2 представлены зависимости $P_{\text{ош}}(h^2)$ для эталонного ЧМн-2 сигнала и ЧМн-2 сигналов во всех трех вариантах режимов переходных процессов по частоте заполнения при одинаковой относительной длительности переходного процесса по частоте $\varepsilon_{\tau} = 0.4$ (рис. 2, а) и зависимости $P_{\text{ош}}(\varepsilon_{\tau})$ для сигналов во всех трех вариантах режимов переходных процессов по частоте при одинаковом значении параметра $h^2 = 30$ (рис. 2, б). Относительная длительность переходного процесса

$$\varepsilon_{\tau} = \frac{t_x}{\tau}, \quad (3)$$

где τ – длительность радиоимпульса; t_x – длительность переходного процесса [7].

Как следует из анализа графиков, приведенных на рис. 2, а, эталонный вариант ЧМн-2 сигнала обладает наилучшей помехоустойчивостью. А сигналы с перестройкой по частоте в различных режимах при одинаковой длительности переходного процесса обладают существенными различиями по помехоустойчивости. Это объясняется следующим. Пусть допустимая величина нестабильности по частоте выходного сигнала, определяющая длительность переходного процесса, настолько мала, что после окончания переходного процесса отклонения частоты можно пренебречь. Однако даже в этом случае каждый тип режима переходного процесса по частоте определяет свою, отличающуюся от других, кривую переходного процесса. Следовательно, в каждом из режимов переходной процесс приходит в момент своего окончания со своим набегом по фазе, т. е. имеем дело с когерентным приемом в условиях возможного рассогласования по фазе.

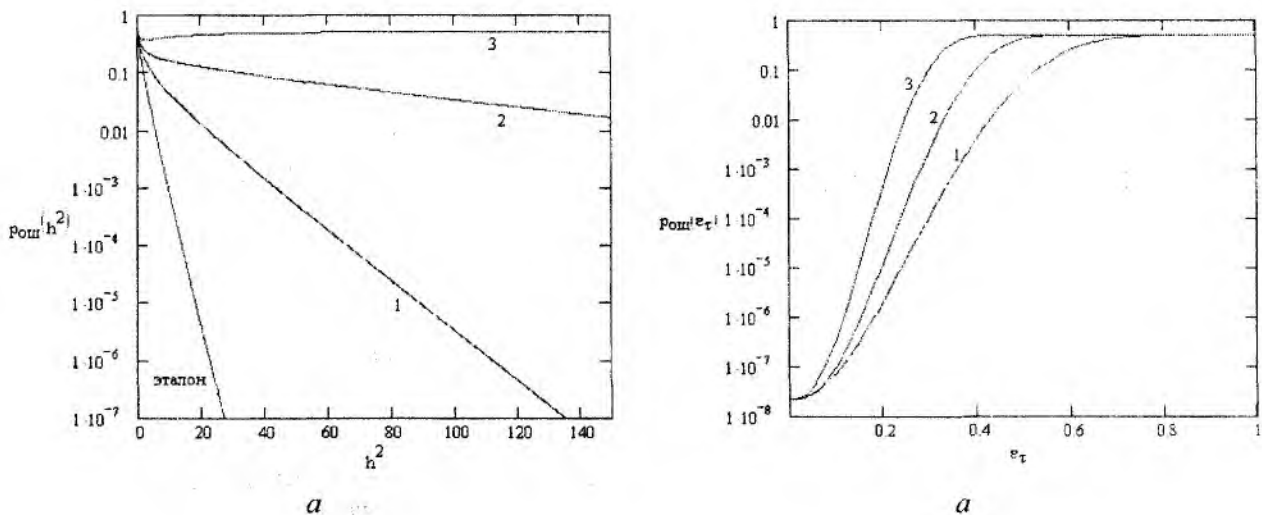


Рис. 2

Графики, приведенные на рис. 2, б, показывают, что помехоустойчивость ЧМн-2 сигналов с переходными процессами по частоте в любом режиме в данном способе приема существенно зависит от длительности переходного процесса.

Оба рассмотренных эффекта, иллюстрируемых графиками на рис. 2, а, б, являются нежелательными. Есть два пути их устранения. Оба связаны с переходом к альтернативным способам приема. Первый путь заключается в переходе от когерентного приема двух сигналов к когерентному приему уже всех четырех сигналов, когда приемник имеет четыре канала обработки входного сигнала, рассчитанных на все четыре возможных в радиозфере типа радиоимпульсов. Второй путь связан с использованием некогерентного способа приема.

Возвращаясь к когерентному приему двух сигналов, необходимо заметить, что для сравнения свойств помехоустойчивости ЧМн-2 сигналов в различных режимах переходного процесса по частоте радиозаполнения между собой недостаточно двух двумерных графиков, представленных на рис. 2. Для этого желательно сравнивать между собой вероятности ошибок как функции двух переменных – $p_{ош}(h^2, \epsilon_{\tau})$. Соответствующие трехмерные графики приведены на рис. 3. Ось функции прологарифмирована, а оси аргументов промасштабированы следующим образом: $h^2 \in [0, 150]$; $\epsilon_{\tau} \in [0, 1]$.

Из сравнения приведенных на рис. 3 поверхностей видно, что поверхность, соответствующая аperiodическому режиму переходного процесса по частоте лежит не выше, чем поверхности, соответствующие двум остальным режимам, а поверхность, соответствующая критическому режиму, лежит не выше, чем поверхность, соответствующая квазипериодическому режиму. Таким образом, при фиксированном значении параметра h^2 и относительной длительности переходного процесса ϵ_{τ} оптимальным режимом переходного процесса по частоте радиозаполнения ЧМн-2 сигналов, формируемых СЧ косвенного типа, является аperiodический режим, а самым худшим – квазипериодический по критерию вероятности ошибки при одиночном когерентном приеме двух сигналов в условиях передачи по каналу с АБГШ.

Перейдем теперь к рассмотрению уже упомянутого выше когерентного способа приема всех четырех возможных типов сигналов для данной модели двоичного частотного манипулятора. В данном случае вероятность ошибки будет определяться выражением

$$P_{ош} = \sum_i \sum_j \sum_k P \left(\hat{s}_{kn}, s_{ij} \right) = \sum_i \sum_j \sum_k P \left(\hat{s}_{kn} / s_{ij} \right) \cdot P(s_{ij}), \quad i, j, k, n \in \{1, 2\} \quad j \neq n, \quad (4)$$

$$\text{где } p\left(\hat{s}_{kn}/s_{ij}\right) \approx \left(0.5 - \Phi\left[\sqrt{\frac{h^2}{\rho_{knkn} - \rho_{knij}}} \cdot (\rho_{ijij} - \rho_{knij})\right]\right) \times \\ \times \left(0.5 - \Phi\left[\sqrt{\frac{h^2}{\rho_{knkn} - \rho_{knin}}} \cdot (\rho_{inkn} - \rho_{knkn})\right]\right) \cdot \left(0.5 - \Phi\left[\sqrt{\frac{h^2}{\rho_{knkn} - \rho_{knkj}}} \cdot (\rho_{kjkn} - \rho_{knkn})\right]\right),$$

или

$$p\left(\hat{s}_{in}/s_{ij}\right) \approx \left(0.5 - \Phi\left[\sqrt{\frac{h^2}{\rho_{inin} - \rho_{inij}}} \cdot (\rho_{ijij} - \rho_{inij})\right]\right) \times \\ \times \left(0.5 - \Phi\left[\sqrt{\frac{h^2}{\rho_{inin} - \rho_{inkn}}} \cdot (\rho_{knin} - \rho_{inin})\right]\right) \cdot \left(0.5 - \Phi\left[\sqrt{\frac{h^2}{\rho_{inin} - \rho_{inkj}}} \cdot (\rho_{kjkn} - \rho_{inin})\right]\right), \\ i, j, k, n = \{1, 2\}, \quad j \neq n, \quad i \neq k; \quad \rho_{ijkn} = \frac{1}{E} \cdot \int_{\tau} s_{ij}(t) \cdot s_{kn}^*(t) dt, \quad i, j, k, n \in \{1, 2\}.$$

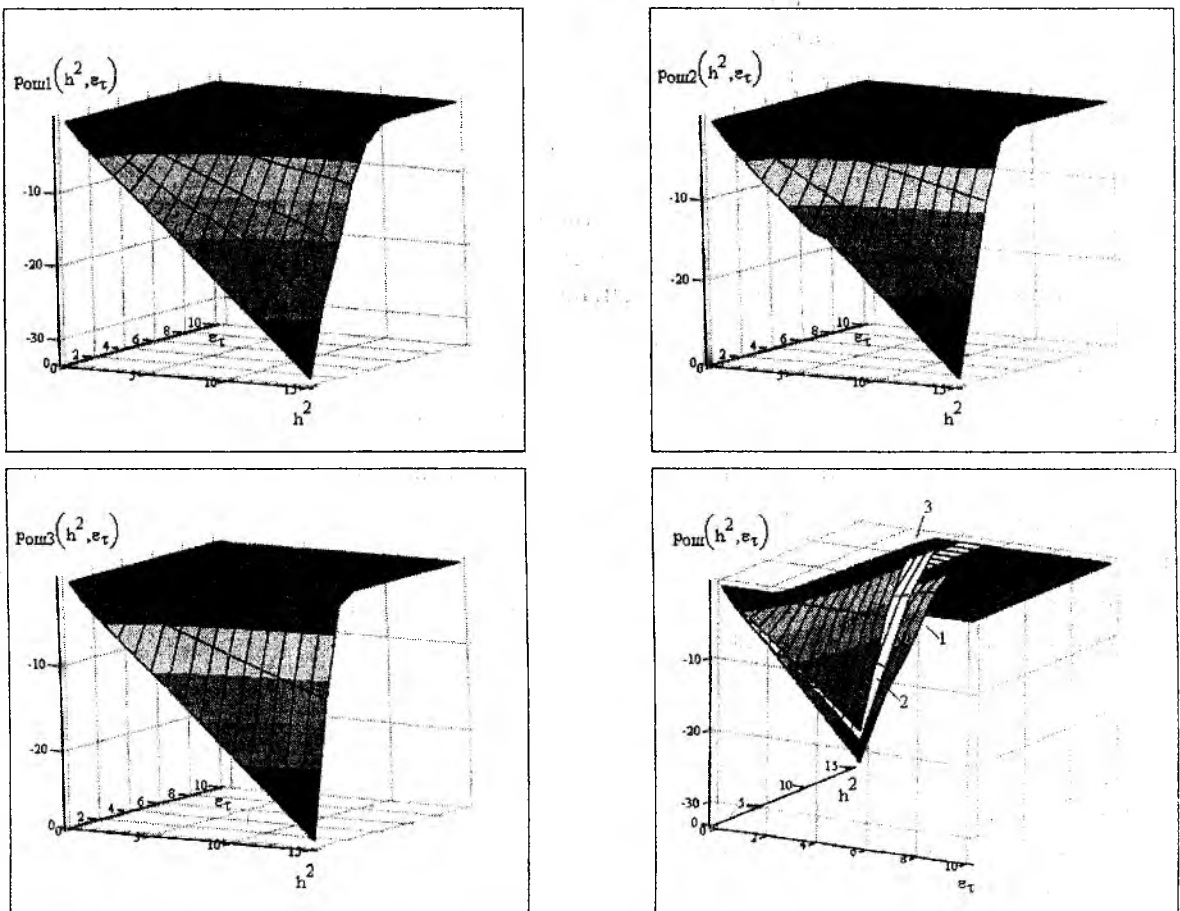


Рис. 3

На рис. 4 представлены зависимости $p_{ou}(h^2)$ для эталонного ЧМН-2 сигнала и ЧМН-2 сигналов во всех трех вариантах режимов переходных процессов по частоте при одинаковой относительной длительности переходного процесса по частоте $\epsilon_{\tau} = 0.4$ (рис. 4, а) и зависимости $p_{ou}(\epsilon_{\tau})$ для сигналов во всех трех вариантах режимов переходных процессов по частоте при одинаковом значении параметра $h^2 = 30$ (рис. 4, б).

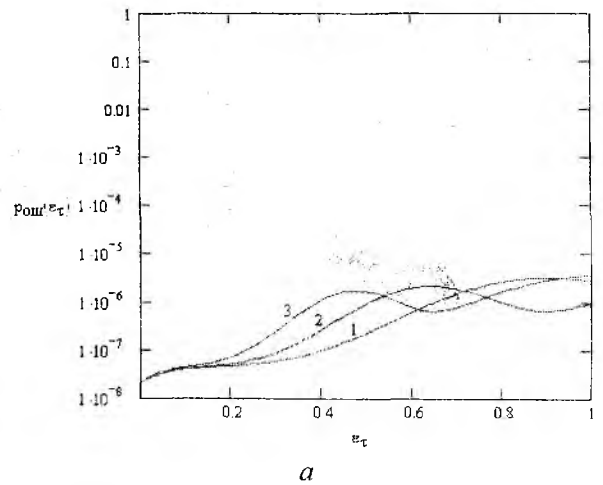
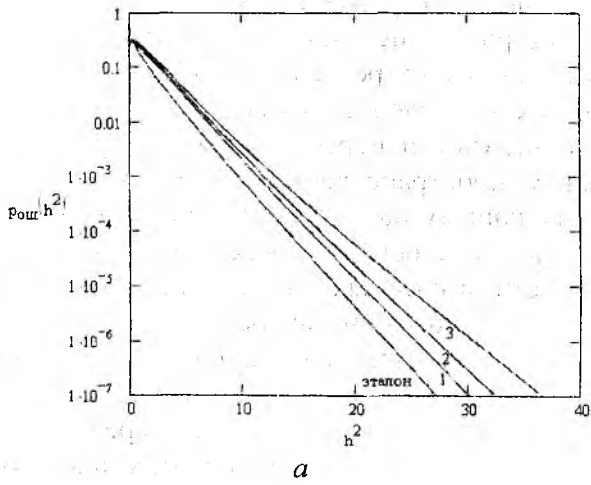


Рис. 4

Сравнивая между собой соответствующие зависимости, приведенные на рис. 2 и 4, можно убедиться, что переход от когерентного способа приема двух сигналов к когерентному способу приема четырех сигналов позволил существенно улучшить характер обеих зависимостей. Теперь свойства помехоустойчивости рассматриваемых ЧМн-2 сигналов в различных режимах переходных процессов по частоте при фиксированной относительной длительности переходного процесса не так сильно различаются между собой. Кроме того, помехоустойчивость этих сигналов стала не так чувствительна к длительности самого переходного процесса по частоте.

Здесь для сравнения ЧМн-2 сигналов в различных режимах переходного процесса по частоте радиозаполнения между собой целесообразно перейти к вероятности ошибки как функции двух переменных. Соответствующие трехмерные графики для данного способа приема приведены на рис. 5.

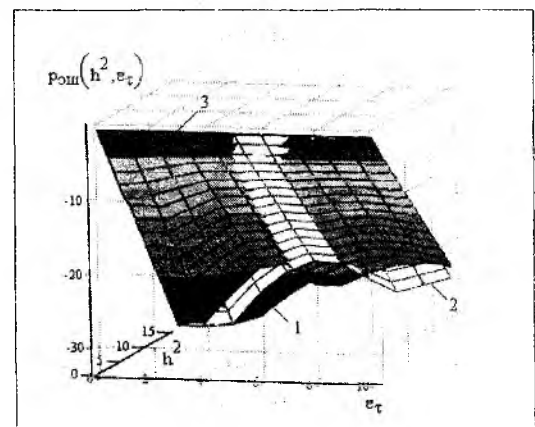
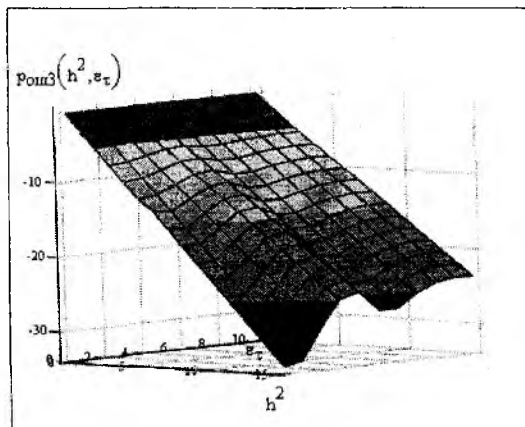
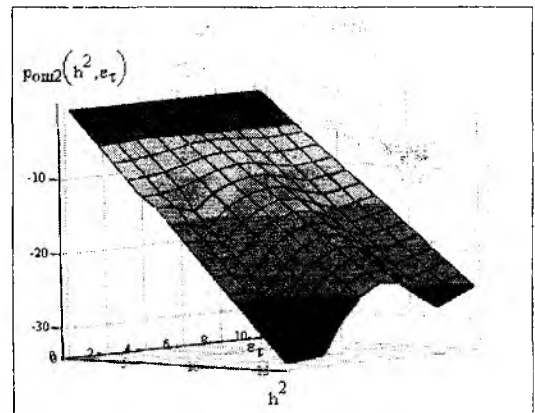
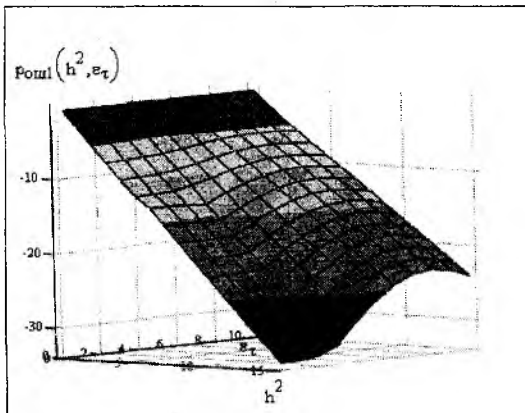


Рис. 5

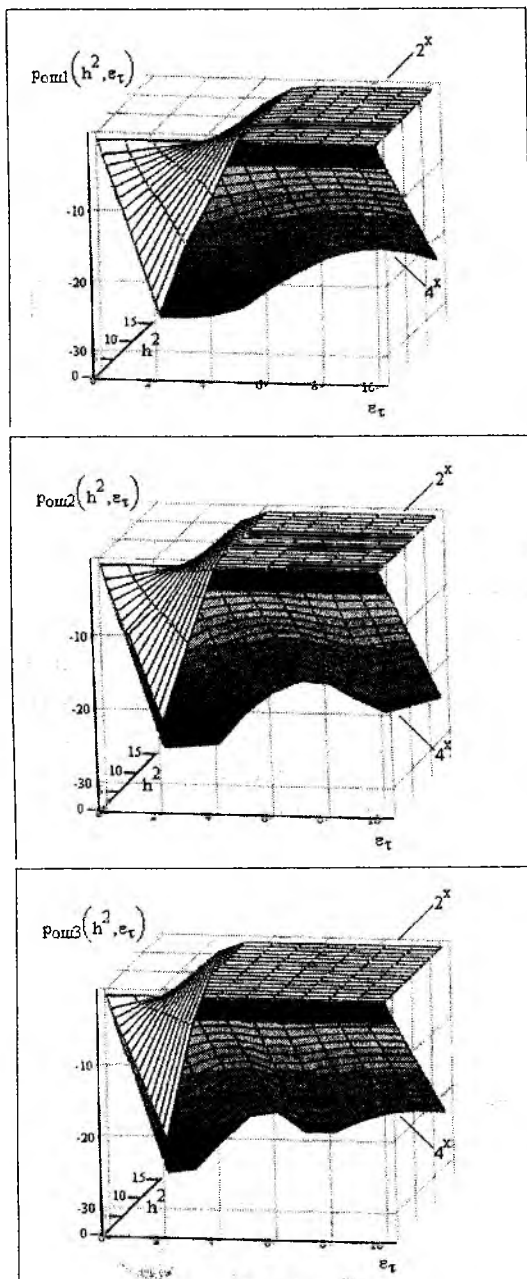


Рис. 6

Сравнение между собой поверхностей, приведенных на рис. 5, не дает однозначного ответа на вопрос, какому из режимов переходного процесса по частоте следует отдать предпочтение. Все три поверхности пересекаются между собой по сложным пространственным кривым. Проекциями этих кривых на плоскость аргументов являются сложные плоские кривые, определяющие собою области, в которых оптимальным является использование того или иного режима переходного процесса по частоте заполнения по критерию вероятности ошибки при одиночном когерентном приеме четырех сигналов в условиях передачи по каналу с АБГШ. Для нахождения этих плоских кривых необходимо приравнять между собой вероятности ошибок для ЧМн-2 сигналов в соответствующих режимах переходных процессов по частоте как функции двух аргументов. Получившееся равенство является уравнением с двумя неизвестными – переменными, которое представляет собой неявно заданную функцию одного из аргументов от другого.

Также определенный интерес представляет сравнение свойств помехоустойчивости исследуемой модели ЧМн-2 сигналов при фиксированном режиме переходного процесса по частоте радиозаполнения, но для различных способов приема. На рис. 6 представлены графики, на которых поверхность 2^x соответствует когерентному приему двух сигналов, а поверхность 4^x – когерентному приему четырех сигналов.

Результаты сравнения поверхностей показывают, что при фиксированной паре параметров h^2 и ϵ_τ и определенном варианте режима переходного процесса по частоте радиозаполнения, в условиях передачи ЧМн-2 сигналов исследуемой модели частотного манипулятора по каналу

с АБГШ когерентный прием четырех сигналов не хуже когерентного приема двух сигналов по критерию вероятности ошибки одиночного приема. Из приведенных графиков видно, что при стремлении относительной длительности переходного процесса по частоте заполнения к нулю в любом режиме переходного процесса обе поверхности сходятся в одну линию, соответствующую зависимости $P_{ош}(h^2)$ для когерентного приема эталонного ЧМн-2 сигнала (рис. 2, а), что полностью соответствует исходному представлению. Если же длительность переходного процесса по частоте заполнения радиоимпульсов значительная, то когерентный способ приема четырех сигналов дает существенный выигрыш по вероятности ошибки элементарного приема.

Автор выражает признательность проф. А.Н. Зеленину, доц. Д.В. Бондарю и проф. Ю.И. Волощуку за полезные советы и ценные замечания, высказанные в процессе работы над материалом данной статьи.

Список литературы: 1. Сыроветник В.С. Оценка спектральных характеристик ЧМн-2 сигналов, формируемых с помощью синтезатора частот косвенного типа // Восточно-Европейский журнал пе-

редовых технологий. 2009. 3/5. 2. Андронов А.А., Витт А., Хайкин С.Э. Теория колебаний. М.: Наука, 1981. 568 с. 3. Волощук Ю.И. Сигналы и процессы в радиотехнике: Учебник для вузов. Харьков: ХНУРЭ, 2003. 648 с. 4. Зюко А.Г. Теория передачи сигналов: Учебник для вузов. М.: Радио и связь, 1986. 304 с. 5. Пенин П.И. Системы передачи цифровой информации: Учеб. пособие для вузов. М.: Сов. радио, 1976. 368 с. 6. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Сов. радио, 1966. 678 с. 7. Сыроветник В.С., Бондарь Д.В., Зеленин А.Н. Особенности использования относительной неустойчивости частоты VCO в оценке динамических характеристик FS на основе PLL // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. 2007. 5/2. с. 68-71.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 14.05.2009

АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫЕ СООТНОШЕНИЯ РАДИОКАНАЛА С ПОТЕРЯМИ

Введение

Простейшие интегральные амплитудно-фазовые соотношения для линейного аналогового радиоканала, основанные на преобразовании Гильберта, приводятся в учебной литературе [1, с. 195; 2, с. 402–407]. Однако они применимы лишь в том случае, когда канал содержит конечное число элементов с сосредоточенными параметрами и, следовательно, его коэффициент передачи $K(p)$ описывается отношением двух полиномов. С целью расширения области применимости интегральных амплитудно-фазовых соотношений в работе [3] получены новые соотношения путем использования теории краевых задач аналитических функций [4]. Эти амплитудно-фазовые соотношения применимы не только в случае отношения двух полиномов, но и в случае отношения двух целых функций экспоненциального типа (ЦФЭТ) [5, с. 42]: $K(p) = P(p)/Q(p)$. Такими отношениями, т. е. мероморфными функциями [6, с. 261], описываются радиолинии, содержащие конечное число элементов с сосредоточенными и конечное число элементов с распределенными параметрами при отсутствии потерь в последних.

Благодаря конечности числа элементов в системе, ЦФЭТ $P(p), Q(p)$ представляются в виде:

$$F(p) = \tilde{F}(\alpha_1, \alpha_1^{-1}, \dots, \alpha_n, \alpha_n^{-1}),$$

где $\tilde{F}(x_1, y_1, \dots, x_n, y_n) = \tilde{F}(x_s, y_s)$ – многочлен от $2n$ переменных с полиномиальными (от p) коэффициентами (числовые коэффициенты полиномов – вещественны), $\alpha_s(p) = \exp(g_s p)$, вещественные числа $g_s > 0$, $s = \overline{1, n}$, n – число элементов с распределенными параметрами.

Так как $P(p), Q(p)$ – ЦФЭТ, можно использовать аппарат бесконечных произведений и выполнять факторизацию [7, с. 36 – 37] при формировании задачи о скачке, решение которой приводит к искомым интегральным амплитудно-фазовым соотношениям [3].

Если же элементы с распределенными параметрами обладают потерями (что всегда имеет место в реальных условиях), то функции $P(p), Q(p)$ теряют свойство быть ЦФЭТ. Они становятся двузначными из-за наличия радикалов в их структуре, т. е. $P(p), Q(p)$ имеют точки ветвления второго порядка, и аппарат бесконечных произведений становится неприменимым. Следовательно, необходим новый способ построения интегральных амплитудно-фазовых соотношений, чему и посвящена данная работа.

Постановка задачи

Требуется обобщить известные интегральные амплитудно-фазовые соотношения [1, 2, 3] между модулем $|K_1(x)| = A_1(x)$ (амплитудой) и аргументом $\arg[K_1(x)] = \Phi_1(x)$ (фазой) для функции $K_1(z) = K(iz)$ комплексной переменной $z = x + iy^*$ где $K(p) = P(p)/Q(p)$, а $P(p), Q(p)$ – ЦФЭТ, на случай, когда $P(p), Q(p)$ не являются ЦФЭТ, а имеют следующую структуру:

* Замена $p = iz$ производится для того, чтобы основные функции $A_1(x), \Phi_1(x)$ были вещественными функциями вещественной переменной – частоты $\omega = x$. Это значительно упрощает использование операции комплексного сопряжения, которая часто применяется ниже при построении краевой задачи и ее решении методом факторизации.

$$F(p) = \tilde{F}(\alpha_s, \alpha_s^{-1}, \gamma_s), \quad (1)$$

где $\tilde{F}(x_s, y_s, \gamma_s)$ – многочлен от $3n$ переменных с полиномиальными коэффициентами (коэффициенты полиномов вещественны),

$$\alpha_s = \alpha_s(p) = \exp(k_s h_s), \quad (2)$$

$$k_s = k_s(p) = \sqrt{(a_s p + b_s)(c_s p + d_s)}, \quad \gamma = \gamma_s(p) = \sqrt{\frac{a_s p + b_s}{c_s p + d_s}}, \quad (3)$$

вещественные числа $a_s, b_s, c_s, d_s, h_s > 0$, $s = \overline{1, n}$, n – число элементов с распределенными параметрами, обладающими потерями.

Ясно, что если все числа $b_s, d_s = 0$ (потери отсутствуют), то все числа $\gamma_s = \sqrt{a_s/c_s} = \text{const}$, а $k_s = p\sqrt{a_s c_s}$ – линейные функции от p , и функция $K_1(z)$ становится мероморфной. Ниже рассматривается общий случай, когда все числа $b_s, d_s > 0$.

Структура не ЦФЭТ $P(p), Q(p)$, описанная выше, получается естественным путем после того, как составлена полная система линейных уравнений методом комплексных амплитуд (или методом преобразования Лапласа) и она решена относительно некоторых двух выделенных комплексных амплитуд, одна из которых принимается за “вход”, а другая – за “выход”. Их отношение дает функцию $K(p) = P(p)/Q(p)$, где $P(p), Q(p)$ определены при любом комплексном p .

Не вдаваясь в указанные громоздкие вычисления в общем виде, не носящие принципиального характера, проиллюстрируем ситуацию примером, содержащим один элемент с распределенными параметрами – длинную линию с потерями, нагруженную на произвольное комплексное сопротивление $Z(p) = P_Z(p)/Q_Z(p)$, где $P_Z(p), Q_Z(p)$ – полиномы. В этом случае согласно [8, с. 568] имеем систему уравнений:

$$\begin{aligned} U_2 &= (v + v^{-1}) \frac{1}{2} U_1 - (v - v^{-1}) \frac{1}{2} \gamma I_1; \\ I_2 &= -(v - v^{-1}) \frac{1}{2\gamma} U_1 + (v + v^{-1}) \frac{1}{2} I_1; \\ U_2 &= Z I_2, \end{aligned}$$

где

$$v = v(p) = e^{kh}, \quad k = k(p) = \sqrt{(Lp + R)(Cp + G)}, \quad \gamma = \gamma(p) = \sqrt{\frac{Lp + R}{Cp + G}}, \quad p = i\omega = iz, \quad (4)$$

h – длина линии. Из этой системы для отношения U_2/U_1 получаем выражение

$$\frac{U_2}{U_1} = K(p) = \frac{2Z}{(Z + \gamma)v + (Z - \gamma)v^{-1}} = \frac{2P_Z}{(P_Z + \gamma Q_Z)v + (P_Z - \gamma Q_Z)v^{-1}} = \frac{P(p)}{Q(p)},$$

где

$$P(p) = 2P_Z, \quad Q(p) = (P_Z + \gamma Q_Z)v + (P_Z - \gamma Q_Z)v^{-1}. \quad (5)$$

Ясно, что представления (8) функций $P(p), Q(p)$ имеют структуру вида (1) при $n = 1$, если обозначить $a_1 = L, b_1 = R, c_1 = C, d_1 = G, h_1 = h, \omega = z$ и учесть, что все физические величины R, L, G, C, h – положительны. Из определений (6), (8) следует, что функции $P(p), Q(p)$

переменной p имеют две точки ветвления $p_1 = -\frac{R}{L} = -\frac{b_1}{a_1}$ и $p_2 = -\frac{G}{C} = -d_1/c_1$. Поскольку все числа a_1, b_1, c_1, d_1 – положительны, обе точки ветвления $z_1 = ip_1, z_2 = ip_2$ аналитических функций $P_1(z) = P(iz), Q_1(z) = Q(iz)$ переменной z лежат на мнимой положительной полуоси. Эти точки ветвления можно соединить линией разреза – отрезком, лежащим на мнимой положительной полуоси, после чего функции $P_1(z), Q_1(z)$ становятся однозначными.

Обратим внимание на то, что $\gamma(p) \rightarrow \sqrt{L/C}, k(p) \rightarrow p\sqrt{LC}$ при $|p| \rightarrow \infty$, где $\sqrt{L/C}, \sqrt{LC}$ – константы, поэтому рассматриваемые не ЦФЭТ $P(p), Q(p)$ при $|p| \rightarrow \infty$ стремятся к некоторым ЦФЭТ $P_{\Pi}(p), Q_{\Pi}(p)$, которые можно построить по нулям не ЦФЭТ $P(p), Q(p)$ [5, с. 27].

Решение задачи

В общем случае функции $P_1(z) = P(iz), Q_1(z) = Q(iz)$ согласно их структуре (1) – (3) имеют четное число точек ветвления, которые лежат на мнимой положительной полуоси комплексной плоскости переменной z . Перенумеруем эти точки в порядке возрастания их модуля: z_1, z_2, \dots, z_{2n} и проведем n разрезов по отрезкам мнимой оси: $[z_{2s-1}, z_{2s}]$, $s = \overline{1, n}$. При наличии разрезов функции $P_1(z), Q_1(z), K_1(z) = P_1(z)/Q_1(z)$ становятся однозначными.

Множество точек, образующих разрезы, не пересекается с множеством всех точек вещественной оси, поэтому существует достаточно узкая полоса в окрестности вещественной оси, в которой отсутствуют точки разрезов. В этой полосе функция $K_1(z)$ мероморфна и в каждой точке z (за исключением полюсов) однозначно определены $|K_1(z)|$ и $\arg K_1(z)$. В частности, для ограничения функции $K_1(z)$ на вещественную ось: $K_1(x) = A_1(x)e^{i\Phi_1(x)}$ однозначно определены вещественные функции $A_1(x), \Phi_1(x)$ вещественной переменной x (за исключением полюсов, лежащих на вещественной оси). Для получения искомого интегрального представления $\Phi_1(x)$ через $A_1(x)$, как и в работе [3], построим соответствующую краевую задачу Римана и решим ее методом факторизации с учетом особенностей, обусловленных наличием точек ветвления.

Начнем с введения комплексно сопряженной аналитической функции $\left[K_1(z^*) \right]^*$, которая имеет комплексно сопряженные нули, полюсы и точки ветвления относительно особых точек $K_1(z)$. Затем построим аналитическую функцию $W_1(z) = K_1(z) \left[K_1(z^*) \right]^*$, которая обладает двумя важными свойствами. Во-первых, на вещественной оси она равна квадрату модуля функции $K_1(x)$:

$$W_1(x) = K_1(x)K_1^*(x) = |K_1(x)|^2 = A_1^2(x). \quad (6)$$

Во-вторых, по построению она равна произведению двух аналитических функций, т. е. уже имеем некоторую факторизацию функции $W_1(z)$. Эти свойства позволяют построить нужную краевую задачу аналитических функций.

В самом деле, $K_1(z) = P_1(z)/Q_1(z)$ – мероморфная функция в C^- (C^\pm – верхняя/нижняя комплексная полуплоскость, не включающая вещественную ось, т. е. $\text{Im } z > 0$ в C^+ и $\text{Im } z < 0$

в C^-). Функции $P_1(z), Q_1(z)$ стремятся к ЦФЭТ при $|z| \rightarrow \infty$, поэтому множества нулей в C^- функций $P_1(z), Q_1(z)$ имеют показатель сходимости $\tau \leq 1$ [5, с.17]. С помощью этих нулей можно построить ЦФЭТ $P_{1u}^+(z), Q_{1u}^+(z)$ [5, с. 27] и представить не ЦФЭТ $P_1(z), Q_1(z)$ в виде произведений:

$$P_1(z) = \tilde{P}_1^-(z)P_{1u}^+(z), Q_1(z) = \tilde{Q}_1^-(z)Q_{1u}^+(z). \quad (7)$$

Здесь и в дальнейшем у функции комплексной переменной z верхний индекс “+” (“-“) обозначает, что функция типа P, Q не имеет нулей в C^+ (C^-). Для функций типа K (т.е. отношений двух функций) верхний индекс “+” (“-“) означает отсутствие, и нулей, и полюсов в C^+ (C^-).

Разложения (7) позволяют представить функцию $K_1(z)$ в виде

$$K_1(z) = \frac{P_1(z)}{Q_1(z)} = \frac{\tilde{P}_1^-(z)P_{1u}^+(z)}{\tilde{Q}_1^-(z)Q_{1u}^+(z)} = \tilde{K}_1^-(z)K_{1u}^+(z),$$

где

$$\tilde{K}_1^-(z) = \frac{\tilde{P}_1^-(z)}{\tilde{Q}_1^-(z)}, K_{1u}^+(z) = \frac{P_{1u}^+(z)}{Q_{1u}^+(z)}, \quad (8)$$

причем $\tilde{K}_1^-(z)$ – голоморфна и не имеет нулей в C^- , а $K_{1u}^+(z)$ – голоморфна и не имеет нулей в C^+ .

Теперь построим комплексно сопряженную функцию:

$$\left[K_1(z^*) \right]^* = \frac{\left[P_1(z^*) \right]^*}{\left[Q_1(z^*) \right]^*} = \frac{\left[\tilde{P}_1^-(z^*)P_{1u}^+(z^*) \right]^*}{\left[\tilde{Q}_1^-(z^*)Q_{1u}^+(z^*) \right]^*} = \frac{\left[\tilde{P}_1^-(z^*) \right]^* \left[P_{1u}^+(z^*) \right]^*}{\left[\tilde{Q}_1^-(z^*) \right]^* \left[Q_{1u}^+(z^*) \right]^*} = \frac{\tilde{P}_1^+(z)P_{1u}^-(z)}{\tilde{Q}_1^+(z)Q_{1u}^-(z)} = \tilde{K}_1^+(z)K_{1u}^-(z),$$

где

$$\tilde{P}_1^+(z) = \left[\tilde{P}_1^-(z^*) \right]^*, P_{1u}^-(z) = \left[P_{1u}^+(z^*) \right]^*, \tilde{Q}_1^+(z) = \left[\tilde{Q}_1^-(z^*) \right]^*, Q_{1u}^-(z) = \left[Q_{1u}^+(z^*) \right]^*, \quad (9)$$

$$\tilde{K}_1^+(z) = \frac{\tilde{P}_1^+(z)}{\tilde{Q}_1^+(z)}, K_{1u}^-(z) = \frac{P_{1u}^-(z)}{Q_{1u}^-(z)}; \quad (10)$$

здесь $\tilde{K}_1^+(z)$ – голоморфна и не имеет нулей в C^+ , а $K_{1u}^-(z)$ – голоморфна и не имеет нулей в C^- . Все введенные выше функции комплексной переменной z с верхним индексом “+“ или “-“ имеют предельные функции для $z \rightarrow x$ из соответствующих полуплоскостей C^\pm , поэтому определены предельные равенства:

$$K_1(x) = \tilde{K}_1^-(x)K_{1u}^+(x), K_1^*(x) = \tilde{K}_1^+(x)K_{1u}^-(x). \quad (11)$$

Подставляя эти выражения в (6) получим

$$\begin{aligned} A_1^2(x) &= K_1(x)K_1^*(x) = \tilde{K}_1^-(x)K_{1u}^+(x)\tilde{K}_1^+(x)K_{1u}^-(x) = \\ &= (\tilde{K}_1^-(x)K_{1u}^-(x)) \cdot (\tilde{K}_1^+(x)K_{1u}^+(x)) = K_2^-(x)K_2^+(x), \end{aligned} \quad (12)$$

где

$$K_2^\pm(z) = \tilde{K}_1^\pm(z)K_{1u}^\pm(z) \quad (13)$$

– голоморфные функции не имеющие нулей соответственно в C^\pm . Но тогда равенство $K_2^+(x)K_2^-(x) = A_1^2(x)$ является краевым условием для кусочно-голоморфной функции

$$K_2(z) = \begin{cases} K_2^+(z), & \text{в } C^+, \\ K_2^-(z), & \text{в } C^-. \end{cases}$$

В силу голоморфности и неравенства нулю функции $K_2(z)$ в каждой из полуплоскостей C^\pm , эту функцию можно логарифмировать и построить кусочно-голоморфную функцию

$$\Psi(z) = \begin{cases} \ln K_2^+(z), & \text{в } C^+, \\ -\ln K_2^-(z), & \text{в } C^-, \end{cases}$$

которая имеет предельные функции

$$\Psi^\pm(x) = \pm \ln K_2^\pm(x).$$

Составляем разность функций $\Psi^\pm(x)$ и учитываем (12):

$$\Psi^+(x) - \Psi^-(x) = \ln K_2^+(x) + \ln K_2^-(x) = \ln \left[K_2^+(x)K_2^-(x) \right] = \ln A_1^2(x).$$

Полученное равенство означает, что функция $\Psi(z)$ является решением задачи о скачке:

$$\Psi^+(x) - \Psi^-(x) = \ln A_1^2(x). \quad (14)$$

Но эта задача не корректна в силу того, что функция $\ln A_1^2(x)$ не удовлетворяет условиям Гельдера [7, с. 12], ибо она растет при $|x| \rightarrow \infty$ и может быть разрывной, поэтому выполним регуляризацию задачи следующим образом.

Вводим функцию

$$\Psi_1(z) = \begin{cases} \Psi_1^+(z), & \text{в } C^+, \\ -\Psi_1^-(z), & \text{в } C^-, \end{cases}$$

где $\Psi_1^\pm(z) = \frac{\Psi^\pm(z)}{(z^2 + 1)(z + ic)}$, $c > 0$.

Тогда $\Psi^\pm(x) = \Psi_1^\pm(x)(x^2 + 1)(x + ic)$ и краевое условие (14) записываем в виде

$$\Psi_1^+(x) - \Psi_1^-(x) = \frac{\ln A_1^2(x)}{(x^2 + 1)(x + ic)} = W(x). \quad (15)$$

В приложении к данной статье обосновано, что функция $W(x)$ интегрируема на вещественной оси. Тогда, как показано в работе [3], согласно [9, с. 119], к задаче о скачке (15) применима формула Сохоцкого [7, с. 20]:

$$\Psi_1^+(x) + \Psi_1^-(x) = \frac{1}{\pi i} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{W(x_1)}{x_1 - x} dx_1 \quad (16)$$

для суммы граничных функций $\Psi_1^\pm(x)$ при условии, что $\Psi_1(x) \rightarrow 0$, если $|z| \rightarrow \infty$.

Следующий важный шаг состоит в проверке того, что в сумму $\Psi_1^+ + \Psi_1^-$ не входит функция $A_1(x)$, но входит функция $\Phi_2(x) = \arg K_2^-(x)$. Тогда поставленная цель – вывести интегральное выражение фазы через амплитуду – будет достигнута.

Для этого сначала покажем, что $K_2^+(x) = \left[K_2^-(x) \right]^*$, а затем вычислим сумму

$$\Psi^+(x) + \Psi^-(x) = \ln K_2^+(z) - \ln K_2^-(z).$$

Из определений (8) – (10) следует, что

$$\bar{K}_1^+(z) = \frac{\bar{P}_1^+(z)}{\bar{Q}_1^+(z)} = \frac{[\bar{P}_1^-(z^*)]^*}{[\bar{Q}_1^-(z^*)]^*} = \left[\frac{\bar{P}_1^-(z^*)}{\bar{Q}_1^-(z^*)} \right]^* = [\bar{K}_1^-(z^*)]^*,$$

$$K_{1u}^-(z) = \frac{P_{1u}^-(z)}{Q_{1u}^-(z)} = \frac{[P_{1u}^+(z^*)]^*}{[Q_{1u}^+(z^*)]^*} = \left[\frac{P_{1u}^+(z^*)}{Q_{1u}^+(z^*)} \right]^* = [K_{1u}^+(z^*)]^*.$$

Для предельных функций имеем

$$\bar{K}_1^+(x) = [\bar{K}_1^-(x)]^*, [\bar{K}_1^-(x)]^* = \bar{K}_1^+(x); K_{1u}^-(x) = [K_{1u}^+(x)]^*, [K_{1u}^+(x)]^* = K_{1u}^-(x),$$

поэтому согласно (13):

$$\begin{aligned} K_2^-(x) &= \bar{K}_1^-(x) K_{1u}^-(x) \text{ и } K_2^+(x) = \bar{K}_1^+(x) K_{1u}^+(x) = [\bar{K}_1^-(x)]^* [K_{1u}^-(x)]^* = \\ &= [\bar{K}_1^-(x) K_{1u}^-(x)]^* = [K_2^-(x)]^*, \end{aligned}$$

что и требовалось.

Теперь можно представить комплексные функции $K_2^\pm(x)$ в виде

$$K_2^-(x) = |K_2(x)| e^{i\Phi_2(x)}, K_2^+(x) = |K_2(x)| e^{-i\Phi_2(x)},$$

где $|K_2(x)| = K_2^-(x)$; функции $|K_2(x)|$, $\Phi_2(x)$ – вещественные. Тогда

$$\Psi^+(x) + \Psi^-(x) = \ln K_2^+(x) - \ln K_2^-(x) = |K_2(x)|^{-i\Phi_2(x)} - |K_2(x)|^{i\Phi_2(x)} = -i 2 \Phi_2(x)$$

$$\Psi_1^+(x) + \Psi_1^-(x) = \frac{\Psi^+(x) + \Psi^-(x)}{(x^2 + 1)(x + ic)} = \frac{-i 2 \Phi_2(x)}{(x^2 + 1)(x + ic)}.$$

Подставляя это выражение в (16), получим

$$\Phi_2(x) = (x^2 + 1)(x + ic) \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{W(x_1)}{x_1 - x} dx_1. \quad (17)$$

Это равенство является доказательством того, что его комплексная интегральная правая часть является вещественной функцией от x , поэтому равенство (17) можно представить в вещественной форме. С этой целью внесем под знак интеграла множитель $x + ic$ и учтем выражение (15) для $W(x)$:

$$\Phi_2(x) = \frac{x^2 + 1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \operatorname{Re} \left(\frac{x + ic}{x_1 + ic} \right) \frac{\ln A_1^2(x_1) dx_1}{(x^2 + 1)(x_1 - x)} = \frac{x^2 + 1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{xx_1 + c^2}{x_1^2 + c^2} \frac{\ln A_1^2(x_1) dx_1}{(x_1^2 + 1)(x_1 - x)}. \quad (18)$$

Остается выразить $\Phi_2(x)$ через фазу $\Phi_1(x) = \arg K_1(x)$ исходной передаточной функции $K_1(x)$. С этой целью обратимся к представлениям (11) и (13), из которых следуют равенства:

$$\Phi_1(x) = \bar{\Phi}_1^-(x) + \Phi_{1u}^+(x), \quad \Phi_2(x) = \bar{\Phi}_1^-(x) + \Phi_{1u}^-(x).$$

Исключая из них $\bar{\Phi}_1^-(x)$ получим $\Phi_2 - \Phi_1 = \bar{\Phi}_{1\text{ц}}^- - \bar{\Phi}_{1\text{ц}}^+$. Теперь учтем соотношения (8) – (10), из которых следует равенство: $\bar{\Phi}_{1\text{ц}}^- = -\bar{\Phi}_{1\text{ц}}^+$, поэтому $\Phi_2 = \Phi_1 - 2\bar{\Phi}_{1\text{ц}}^+$. Подставляя его в (18) приходим к окончательному интегральному выражению фазы $\Phi_1(x)$ через амплитуду $A_1(x)$:

$$\Phi_1(x) = 2\bar{\Phi}_{1\text{ц}}^+(x) + \frac{x^2 + 1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{xx_1 + c^2}{x_1^2 + c^2} \cdot \frac{\ln A_1^2(x_1) dx_1}{(x_1^2 + 1)(x_1 - x)}.$$

Итак, общее выражение фазы через амплитуду состоит из двух слагаемых – интегрального и внеинтегрального $2\bar{\Phi}_{1\text{ц}}^+(x)$. Последнее представляет собой $2\text{arg}K_{1\text{ц}}^+(x)$, где $K_{1\text{ц}}^+(z) = R_{1\text{ц}}^+(z)/Q_{1\text{ц}}^+(z)$, а ЦФЭТ $R_{1\text{ц}}^+(z), Q_{1\text{ц}}^+(z)$ построены по расположенным в C^- нулям исходных функций $R_1(z), Q_1(z)$.

Для построения целых функций по их нулям используется аппарат бесконечных произведений, согласно которому ЦФЭТ $R_{1\text{ц}}^+(z), Q_{1\text{ц}}^+(z)$ имеют следующую структуру [5, с. 27]

$$f(z) = e^{az+b} z^l \prod_m \left(1 - \frac{z}{z_m} \right) \exp \left(\kappa \frac{z}{z_m} \right) = e^{az+b} f_0(z),$$

где a, b – произвольные комплексные константы, $\kappa = 0$ или 1 , а $f_0(z) = z^l \prod_m \left(1 - \frac{z}{z_m} \right) \exp \left(\kappa \frac{z}{z_m} \right)$ – так называемое, каноническое произведение [5, с. 27; 10, с. 275], которое однозначно определяется нулями функции $f(z)$. Следовательно, $K_{1\text{ц}}^+(z) = R_{1\text{ц}}^+(z)/Q_{1\text{ц}}^+(z)$ будет иметь аналогичную структуру:

$$K_{1\text{ц}}^+(z) = e^{az+b} K_0(z) \quad (19)$$

где a, b – произвольные комплексные константы, а $K_0(z)$ – каноническая мероморфная функция, которая однозначно определяется нулями функций $R_{1\text{ц}}^+(z), Q_{1\text{ц}}^+(z)$. Используя (19) получаем $2\bar{\Phi}_{1\text{ц}}^+(x) = 2\text{arg}K_{1\text{ц}}^+(x) = ax + b + \text{arg}K_0(x) = ax + b + \Phi_0(x)$ и

$$\Phi_1(x) = ax + b + \Phi_0(x) + \frac{x^2 + 1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{xx_1 + c^2}{x_1^2 + c^2} \cdot \frac{\ln A_1^2(x_1) dx_1}{(x_1^2 + 1)(x_1 - x)}, \quad (20)$$

где a, b – произвольные комплексные константы, а $\Phi_0(x) = \text{arg}K_0(x)$ – аргумент канонической мероморфной функции $K_0(x)$. Ясно, что если в (20) интегральное слагаемое и $\Phi_0(x)$ перенести в левую часть, то в левой части будет стоять вещественная функция, равная линейной функции $ax + b$. Из этого следует, что константы a и b должны быть вещественными.

Заметим, что линейное слагаемое $ax + b$ можно было получить сразу при решении задачи о скачке, если не требовать выполнения условия стремления решения к нулю на бесконечности, при котором справедлива формула Сохоцкого (16).

Таким образом, общее выражение (20), связывающее фазу с амплитудой, содержит три характерных слагаемых. Интегральное слагаемое является главным – оно определяет интегральную зависимость фазы от амплитуды. Внеинтегральное слагаемое $\Phi_0(x)$ (отличное от нуля лишь в том случае, когда система неминимально-фазовая) однозначно определяется нулями функции $K(p)$, расположенными в правой полуплоскости переменной p (или, что то же самое, нулями функции $K_1(z)$, расположенными в нижней полуплоскости переменной z). Второе внеинтегральное слагаемое – линейная функция $ax + b$ – определяется двумя произвольными вещественными константами a и b , которые могут быть однозначно опре-

Исключая из них $\bar{\Phi}_1^-(x)$ получим $\Phi_2 - \Phi_1 = \Phi_{1\text{ц}}^- - \Phi_{1\text{ц}}^+$. Теперь учтем соотношения (8)–(10), из которых следует равенство: $\Phi_{1\text{ц}}^- = -\Phi_{1\text{ц}}^+$, поэтому $\Phi_2 = \Phi_1 - 2\Phi_{1\text{ц}}^+$. Подставляя его в (18) приходим к окончательному интегральному выражению фазы $\Phi_1(x)$ через амплитуду $A_1(x)$:

$$\Phi_1(x) = 2\Phi_{1\text{ц}}^+(x) + \frac{x^2 + 1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{xx_1 + c^2}{x_1^2 + c^2} \cdot \frac{\ln A_1^2(x_1) dx_1}{(x_1^2 + 1)(x_1 - x)}.$$

Итак, общее выражение фазы через амплитуду состоит из двух слагаемых – интегрального и внеинтегрального $2\Phi_{1\text{ц}}^+(x)$. Последнее представляет собой $2\arg K_{1\text{ц}}^+(x)$, где $K_{1\text{ц}}^+(z) = P_{1\text{ц}}^+(z)/Q_{1\text{ц}}^+(z)$, а ЦФЭТ $P_{1\text{ц}}^+(z), Q_{1\text{ц}}^+(z)$ построены по расположенным в S^- нулям исходных функций $P_1(z), Q_1(z)$.

Для построения целых функций по их нулям используется аппарат бесконечных произведений, согласно которому ЦФЭТ $P_{1\text{ц}}^+(z), Q_{1\text{ц}}^+(z)$ имеют следующую структуру [5, с. 27]

$$f(z) = e^{az+b} z^l \prod_m \left(1 - \frac{z}{z_m} \right) \exp \left(\kappa \frac{z}{z_m} \right) = e^{az+b} f_0(z),$$

где a, b – произвольные комплексные константы, $\kappa = 0$ или 1 , а $f_0(z) = z^l \prod_m \left(1 - \frac{z}{z_m} \right) \exp \left(\kappa \frac{z}{z_m} \right)$ – так называемое, каноническое произведение [5, с. 27; 10, с. 275], которое однозначно определяется нулями функции $f(z)$. Следовательно, $K_{1\text{ц}}^+(z) = P_{1\text{ц}}^+(z)/Q_{1\text{ц}}^+(z)$ будет иметь аналогичную структуру:

$$K_{1\text{ц}}^+(z) = e^{az+b} K_0(z) \quad (19)$$

где a, b – произвольные комплексные константы, а $K_0(z)$ – каноническая мероморфная функция, которая однозначно определяется нулями функций $P_{1\text{ц}}^+(z), Q_{1\text{ц}}^+(z)$. Используя (19) получаем $2\Phi_{1\text{ц}}^+(x) = 2\arg K_{1\text{ц}}^+(x) = ax + b + \arg K_0(x) = ax + b + \Phi_0(x)$ и

$$\Phi_1(x) = ax + b + \Phi_0(x) + \frac{x^2 + 1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{xx_1 + c^2}{x_1^2 + c^2} \cdot \frac{\ln A_1^2(x_1) dx_1}{(x_1^2 + 1)(x_1 - x)}, \quad (20)$$

где a, b – произвольные комплексные константы, а $\Phi_0(x) = \arg K_0(x)$ – аргумент канонической мероморфной функции $K_0(x)$. Ясно, что если в (20) интегральное слагаемое и $\Phi_0(x)$ перенести в левую часть, то в левой части будет стоять вещественная функция, равная линейной функции $ax + b$. Из этого следует, что константы a и b должны быть вещественными.

Заметим, что линейное слагаемое $ax + b$ можно было получить сразу при решении задачи о скачке, если не требовать выполнения условия стремления решения к нулю на бесконечности, при котором справедлива формула Сохоцкого (16).

Таким образом, общее выражение (20), связывающее фазу с амплитудой, содержит три характерных слагаемых. Интегральное слагаемое является главным – оно определяет интегральную зависимость фазы от амплитуды. Внеинтегральное слагаемое $\Phi_0(x)$ (отличное от нуля лишь в том случае, когда система неминимально-фазовая) однозначно определяется нулями функции $K(p)$, расположенными в правой полуплоскости переменной p (или, что то же самое, нулями функции $K_1(z)$, расположенными в нижней полуплоскости переменной z). Второе внеинтегральное слагаемое – линейная функция $ax + b$ – определяется двумя произвольными вещественными константами a и b , которые могут быть однозначно опре-

делены, если заданы значения фазы для каких – либо двух значений частоты: $x_1 = \omega_1$ и $x_2 = \omega_2$. В реальных условиях удобными являются частоты $\omega_1 = 0$ и $\omega_2 \rightarrow \infty$.

Обсуждение

1. Полученное в данной работе общее интегральное выражение (20) фазы $\Phi_1(\omega)$ передаточной функции $K_1(\omega) = K(i\omega)$ через ее амплитуду $A_1(\omega)$ справедливо для любых линейных аналоговых каналов передачи радиосигналов, содержащих конечное число элементов с сосредоточенными параметрами и конечное число элементов с распределенными параметрами. Рассмотрен самый общий случай, когда элементы с распределенными параметрами содержат потери, из-за которых резко изменяются свойства аналитичности передаточной функции $K(p)$, – у этой аналитической функции появляются особые точки, отличные от традиционных нулей и полюсов, а именно – появляются точки ветвления, приводящие к потере свойства мероморфности функции $K(p)$. В этом случае применявшиеся ранее методы решения соответствующей краевой задачи, которые использовали свойства мероморфности, становятся неприменимыми. В данной работе предложен новый способ решения указанных краевых задач при наличии точек ветвления у передаточной функции.

Таким образом, область применимости полученных амплитудно-фазовых соотношений расширена в максимальной степени, необходимой для практики проектирования любых линейных аналоговых каналов передачи радиосигналов.

2. Общее выражение для фазы (20) содержит три слагаемых, отражающих три разных явления.

Интегральное слагаемое отражает вытекающую из свойств аналитичности передаточной функции $K_1(\omega)$ интегральную зависимость фазы $\Phi_1(\omega)$ от амплитуды $A_1(\omega)$ (аналитичность следует из конечности числа элементов системы).

Слагаемое $\Phi_0(\omega)$ отражает свойство неминимально-фазовости системы. Если система минимально-фазовая, то $\Phi_0(\omega) \equiv 0$. Свойство неминимально-фазовости и его характеристики определяются топологией электрической цепи [2, с. 405 – 406], соответствующей рассматриваемой радиолинии. Так что функция $\Phi_0(\omega)$ становится известной, как только проведен топологический анализ [11, § 8.3] указанной электрической цепи и определены нули передаточной функции $K(p)$, расположенные в правой полуплоскости переменной p .

Наконец, линейное слагаемое $a\omega + b$, – оно отражает наличие задержки сигналов, возникающей всякий раз, когда в системе имеются элементы с распределенными параметрами, т. е. если в системе содержатся элементы, в которых происходят волновые процессы.

3. Так как аналитическая функция $K(p)$ согласно (1) – (3) принимает вещественные значения при вещественных p , то $K(p^*) = K^*(p)$ и, следовательно, $K(-i\omega) = K^*(i\omega)$, или $K_1(-\omega) = K_1^*(\omega)$. Из этого комплексного равенства вытекает два вещественных соотношения:

$$|K_1(-\omega)| = |K_1(\omega)| \text{ и } \arg K_1(-\omega) = \arg K_1(\omega), \text{ или } A_1(-\omega) = A_1(\omega) \text{ и } \Phi_1(-\omega) = -\Phi_1(\omega).$$

Учитывая четность функции $A_1(\omega)$, аналогично [1, с. 196], получаем

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{x}{x_1^2 + c^2} \cdot \frac{\ln A_1^2(x_1) dx_1}{(x_1^2 + 1)(x_1 - x)} = 2x \int_0^{\infty} \frac{\ln A_1^2(x_1) dx_1}{(x_1^2 + 1)(x_1^2 - x^2)}.$$

Следовательно, входящее в (20) интегральное слагаемое нечетно и не зависит от произвольного параметра c . В силу нечетности функций $\Phi_1(x)$ и $\Phi_0(x)$ линейное слагаемое в (20) должно быть также нечетным, поэтому $b = 0$ и (20) принимает вид

$$\Phi_1(x) = ax + \Phi_0(x) + \frac{x^2 + 1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\ln A_1^2(x_1) dx_1}{(x_1^2 + 1)(x_1^2 - x^2)}.$$

4. При выполнении регуляризации краевой задачи (см. (15)) требовалось подавить не слишком быстрый рост функции $\ln A_1^2(x)$, который не превышает скорости роста первой степени $|x|$. Поэтому для регуляризации можно было выбрать полином, степень которого обеспечивала интегрируемость функции $W(x)$, и, кроме того, этот полином не должен давать новых полюсов в правой части задачи о скачке (15). Этим требованиям удовлетворяет полином третьей степени: $(z^2 + 1)(z + ic)$, не имеющий нулей на вещественной оси. Ясно, что возможно использовать любые полиномы степени $n \geq 3$, не имеющие нулей на вещественной оси. Последнее условие можно опустить, но это приведет к усложнению вычислений.

Приложение

В работе [3] показано, что интеграл $I = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\ln A^2(x)}{(x^2 + 1)(x + ic)} dx$ сходится при любом $c > 0$,

если $A^2(x)$ – ЦФЭТ. Доказательство основано на представлении ЦФЭТ $A^2(z)$ в виде абсолютно сходящегося бесконечного произведения. Его логарифмирование дает абсолютно сходящийся ряд, слагаемые которого представляют собой элементарные функции, которые легко интегрируются с помощью контурного интегрирования по границе полукруга радиуса $R \rightarrow \infty$. Все такие интегралы вычисляются с помощью вычета в одной и той же точке $z = i$ (или $z = -i$ и $z = -ic$).

Однако при вычислении интеграла I можно было не прибегать к разложению в бесконечное произведение ЦФЭТ $A^2(z)$. Достаточно было использовать имевшееся представление функции $A^2(z)$ в виде произведения всего лишь двух сомножителей:

$$A^2(z) = A^+(z)A^-(z),$$

где $A^{\pm}(z)$ не имеет нулей (или, ни нулей, ни полюсов) в C^{\pm} . Тогда

$$\ln A^2(x) = \ln A^+(x) + \ln A^-(x),$$

где функции $\ln A^{\pm}(z)$ голоморфны в C^{\pm} и в силу того, что $A^{\pm}(z)$ – ЦФЭТ логарифмы

$\ln A^{\pm}(z)$ при $|z| \rightarrow \infty$ растут не быстрее $|z|$. А тогда функции $\frac{\ln A^{\pm}(z)}{(z^2 + 1)(z + ic)} = F^{\pm}(z)$ при

$|z| \rightarrow \infty$ убывают быстрее, чем $|z|^{-2}$, поэтому интеграл по полуокружности в C^{\pm} радиуса $R \rightarrow \infty$ стремится к нулю, а интегралы от функций $F^{\pm}(z)$ по вещественной оси в пределах от $-\infty$ до ∞ будут равны вычетам функций $F^{\pm}(z)$ соответственно, в точке $z = i$ для $F^+(z)$ и в точках $z = -i$ и $z = -ic$ для $F^-(z)$.

Таким образом, для доказательства сходимости интеграла I , входящая в него функция $A^2(x)$ должна: 1) аналитически продолжаться на всю комплексную плоскость; 2) представляться в виде $A^2(z) = A^+(z)A^-(z)$, где $A^{\pm}(z)$ не имеют нулей (или, ни нулей, ни полюсов) в C^{\pm} ; 3) голоморфные в C^{\pm} функции $A^{\pm}(z)$ при $|z| \rightarrow \infty$ должны в C^{\pm} возрастать не быстрее, чем $|z|$; 4) если функция $A^2(x)$ на вещественной оси имеет бесконечное число нулей

(или и нулей, и полюсов), то показатель сходимости последовательности нулей (или, и показатель сходимости последовательности нулей, и показатель сходимости последовательности полюсов) не должен превышать единицы.

Для рассматриваемого в данной работе случая, когда

$$A^2(z) = A_1^2(z) = K_2^+(z)K_2^-(z) = A^+(z)A^-(z),$$

где $A^\pm(z) = K_2^\pm(z)$ свойства 1), 2) обеспечиваются по строением функции $A^2(z)$, а свойства 3),

4) обеспечиваются тем, что при $|z| \rightarrow \infty$ функция $K_2(z) = K_2^+(z)K_2^-(z)$ стремится к некоторой ЦФЭТ. Поэтому в рассматриваемом в данной работе случае, характеризующемся наличием точек ветвления, интеграл I также сходится.

Замечания

1. При осуществлении полного доказательства сходимости интеграла I по приведенному выше плану нужно следить за равномерностью оценок по углу полуокружностей радиуса $R \rightarrow \infty$ в C^\pm . Для обоснования этой равномерности нужно использовать точные оценки, входящие в определение ЦФЭТ [5, с. 8]. В них не входит аргумент, а входит только модуль z , поэтому оценки будут равномерными по углу.

2. Нужно также показать, что нули используемых функций, имеющих точки ветвления, при $|z| \rightarrow \infty$ стремятся к нулям соответствующих ЦФЭТ. Для этого следует воспользоваться приемами, изложенными в книгах [5, с. 52–60; 12, с. 35–39].

Список литературы. 1. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Сов. радио", 1971. 672 с. 2. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высш. шк., 1983. 536 с. 3. Гунько О. В. Амплитудно-фазовые соотношения линейного канала передачи радиосигналов // Радиотехника. 2008. Вып. 153. С. 5–9. 4. Гахов Ф. Д. Краевые задачи. М.: Наука, 1977. 640 с. 5. Леонтьев А. Ф. Целые функции. Ряды экспонент. М.: Наука, 1983. 176 с. 6. Шабат Б. В. Введение в комплексный анализ. Ч. 1. М.: Наука, 1976. 320 с. 7. Гахов Ф. Д., Черский Ю. И. Уравнения типа свертки. М.: Наука, 1978. 296 с. 8. Лаврентьев М. А., Шабат Б. В. Методы теории функций комплексной переменной. М.: Наука, 1973. 736 с. 9. Данилюк И. И. Нерегулярные граничные задачи. М.: Наука, 1975. 296 с. 10. Маркушевич А. И. Теория аналитических функций. Т. 2. М.: Наука, 1968. 624 с. 11. Сешу С., Рид М. Б. Линейные графы и электрические цепи. М.: Высш. шк., 1971. 445 с. 12. Кондратюк А. А. Ряды Фурье и мероморфные функции. Львов: Изд. при Львов. гос. ун.-те «Вища шк.», 1988. 196 с.

Харьковский национальный
экономический университет

Поступила в редколлегию 29.04.2009

ВОЛНОВЫЕ ПРОЦЕССЫ В БЛИЖНЕЙ, ПРОМЕЖУТОЧНОЙ И ДАЛЬНЕЙ ЗОНАХ ПОБОЧНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ ОДНОПРОВОДНОЙ КАБЕЛЬНОЙ ЛИНИИ

Введение

Одним из возможных каналов утечки информации является излучение элементов компьютера. Принимая и декодируя эти излучения, можно получить сведения обо всей информации, обрабатываемой в компьютере. В Украине этот канал утечки информации называется ПЭМИН (побочные электромагнитные излучения и наводки). В Европе и Канаде применяется термин "compromising emanation" – компрометирующее излучение. В США применяется термин "TEMPEST" (Telecommunications Electronics Material Protected From Emanating Spurious Transmissions).

Побочные электромагнитные излучения и наводки – одна из главных причин существования проблемы электромагнитной совместимости технических средств. Поэтому выявление и инструментальный контроль ПЭМИН всегда входили в число важных задач органов радиоконтроля и лиц, связанных с разработкой и эксплуатацией этих средств. В случаях, когда технические средства применяются для обработки информации ограниченного доступа, наибольшую актуальность имеют вопросы, связанные с информативными ПЭМИН. Под ними понимают ПЭМИН, которые содержат сведения об обрабатываемой информации и могут быть перехвачены заинтересованными лицами.

Сравнительная простота и скрытность добывания информации за счет перехвата информативных ПЭМИ и наводок, постоянное совершенствование техники перехвата и алгоритмов выделения информативных сигналов заставляют специалистов проводить специальные исследования технических средств для выявления и инструментального контроля информативных ПЭМИ и наводок.

Следует заметить, что излучают большинство элементов компьютера (а не только тракт монитора), и в большинстве случаев излучение этих элементов может содержать ценную информацию. Так, в частности, наиболее важной информацией является, как правило, пароль администратора локальной сети. При вводе пароль не отображается на экране монитора, поэтому не может быть разведан путем анализа излучений монитора или визуальным наблюдением. Однако сигналы, излучаемые клавиатурой, могут быть непосредственно перехвачены. При этом доступной становится вся информация, вводимая с клавиатуры, в том числе и пароль администратора сети. Любое излучение, даже не содержащее информации, обрабатываемой в компьютере, может быть информативным в плане разведки.

Исследования ПЭМИ проводятся экспериментальными и расчетными методами. Согласно действующим нормативно-методическим документам, при проведении специальных исследований требуется измерять информативные ПЭМИ, то есть такие излучения и наводки, создаваемые исследуемым техническим средством, которые содержат обрабатываемую данным техническим средством информацию. Такие излучения составляют лишь малую долю от всего спектра излучений технического средства. Все прочие излучения не должны фиксироваться. Для того чтобы выделить информационные ПЭМИ, на исследуемом техническом средстве предусматривают специальные тестовые режимы работы. Требования к тестам определяются в соответствующих ГОСТах и методиках. При специальных исследованиях технических средств обработки информации необходимо измерять уровень ПЭМИН и рассчитывать радиус зоны 2 (R_2), определяющий максимальное расстояние от технического средства, на границе и за пределами которого отношение сигнал/шум не превышает значения, заданного соответствующими нормами. В общем случае это расстояние может находиться в ближней, промежуточной или дальней зоне излучения источника. Для получения объектив-

ной оценки величины R_2 необходимо знать аналитическое выражение для компонент электромагнитного поля излучения информативных сигналов на произвольном расстоянии до точки наблюдения. Аналитический анализ волновых процессов ПЭМИ базируется на следующих принципах: 1) анализируются излучатели в дальней зоне излучения, 2) рассматриваются в качестве моделей элементарные излучатели – диполь Герца и элементарная круглая рамка, 3) при расчетах амплитудных и фазовых характеристик используются методы стационарной электродинамики (используются методы в частотной области). Таким образом, в настоящее время границы зон определяются условно без достаточного электродинамического обоснования и при расчете радиуса R_2 допускаются методические погрешности, что недопустимо при организации защиты информации с ограниченным доступом от утечки за счет побочных электромагнитных излучений.

Особенности полей излучения импульсных сигналов

При возбуждении излучателя широкополосным сигналом (видеоимпульсом) существенно изменяются его направленные характеристики по сравнению со случаем возбуждения синусоидальным сигналом. Так, например, в случае периодического импульсного сигнала и гауссова импульса возрастает направленность излучения. При большой ширине спектра возбуждающего сигнала исчезает лепестковая структура диаграммы направленности излучателя.

Коэффициент направленного действия определяется как отношение энергии, излученной антенной в единицу телесного угла в данном направлении, к той же энергии изотропного излучателя при условии равенства излученной энергии в полном телесном угле для антенны и изотропного излучателя. В случае несинусоидальных сигналов коэффициент направленного действия зависит от формы и длительности возбуждающего сигнала и возрастает не только при смещении его спектра в высокочастотную область, но, иногда, и при расширении спектра [1, 2].

Еще одной важной характеристикой излучателя является ближняя граница дальней зоны, так как в дальней зоне направленные характеристики практически не зависят от расстояния наблюдения. В случае синусоидальных полей она определяется следующим образом:

$$r_{d.z.} = \frac{\omega L^2}{c},$$

где ω – круговая частота, L – размер апертуры, c – скорость света.

Данная формула теряет смысл для полей с медленно убывающим при $\omega \rightarrow \infty$ спектром. Л. Г. Содин в работе [3] предложил новую формулу для расчета ближней границы дальней зоны:

$$r_{d.z.} = \frac{L^2}{c\tau},$$

где τ – эффективная длительность импульса. Как замечено в [4], рассмотрение данной формулы в качестве критерия дальней зоны требует математического обоснования, к тому же нет строгого определения эффективной длительности импульса τ . Также излучение нестационарных сигналов рассмотрено в [5–8].

Таким образом, в отличие от классических излучателей синусоидальных сигналов излучатели нестационарных полей обладают целым рядом таких необычных свойств как зависимость формы принятого сигнала от угла наблюдения, исчезновение лепестковой структуры диаграммы направленности, зависимость коэффициента направленного действия от формы возбуждающего сигнала. Поэтому необходимо дальнейшее изучение физических процессов, происходящих как в излучающих системах, так и в окружающем их пространстве.

Поля излучения видеоимпульса тока в декартовой системе координат

Рассмотрим в качестве физико-математической модели однопроводную кабельную линию, связывающую источник сообщений (ИС) с получателем сообщений (ПС), по которой осуществляется передача цифровой информации (L на рис. 1).

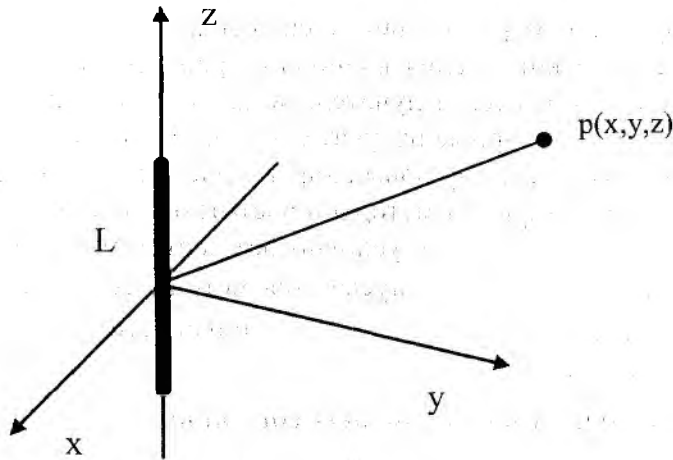


Рис. 1

Вначале отметим, что к понятию линейного излучателя отнесем излучатели, продольные размеры которых сравнимы с пространственной длительностью импульса, а поперечные гораздо меньше ее. Решение волновых уравнений для векторного потенциала \vec{A} в точке p в момент времени t имеет вид

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu_0} \text{rot } \vec{A}, \vec{E} = c^2 \int_0^t \text{grad div } \vec{A} dt - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}, A(p, t) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_V \frac{I(t - r/c)}{r} dV. \quad (1)$$

В декартовой системе координат выражения для компонент электромагнитного поля будут иметь следующий вид:

$$\begin{aligned} H_x(p, t) &= \frac{1}{\mu_0} \left(\frac{\partial A_z(p, t)}{\partial y} - \frac{\partial A_y(p, t)}{\partial z} \right), \\ H_y(p, t) &= \frac{1}{\mu_0} \left(\frac{\partial A_x(p, t)}{\partial z} - \frac{\partial A_z(p, t)}{\partial x} \right), \\ H_z(p, t) &= \frac{1}{\mu_0} \left(\frac{\partial A_y(p, t)}{\partial x} - \frac{\partial A_x(p, t)}{\partial y} \right). \end{aligned} \quad (2)$$

$$\left. \begin{aligned} E_x(p, t) &= c^2 \int_0^t \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\partial A_x(p, t)}{\partial x} + \frac{\partial A_y(p, t)}{\partial y} + \frac{\partial A_z(p, t)}{\partial z} \right) dt - \frac{\partial A_x(p, t)}{\partial t} \\ E_y(p, t) &= c^2 \int_0^t \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{\partial A_x(p, t)}{\partial x} + \frac{\partial A_y(p, t)}{\partial y} + \frac{\partial A_z(p, t)}{\partial z} \right) dt - \frac{\partial A_y(p, t)}{\partial t} \\ E_z(p, t) &= c^2 \int_0^t \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{\partial A_x(p, t)}{\partial x} + \frac{\partial A_y(p, t)}{\partial y} + \frac{\partial A_z(p, t)}{\partial z} \right) dt - \frac{\partial A_z(p, t)}{\partial t} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Для проведения расчетов необходимо знать форму излучателя и закон распределения тока на нем. Прямолинейный излучатель тока длиной L с током I расположен вдоль оси z . Это приводит к наличию одной составляющей тока и векторного потенциала. Закон распределения тока вдоль излучателя равномерный, т.е. величина тока не зависит от координаты z' , а зависит только от времени. При сделанных предположениях вместо формул (1)–(3) получим

$$A_z(p, t) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_L \frac{I_z(t - r/c)}{r} dl \quad (5)$$

$$\left. \begin{aligned} H_x(p,t) &= \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_z(p,t)}{\partial y} \\ H_y(p,t) &= \frac{-1}{\mu_0} \frac{\partial A_z(p,t)}{\partial x} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

$$\left. \begin{aligned} E_x(p,t) &= c^2 \int_0^{\tau_n} \frac{\partial^2 A_z(p,t)}{\partial x \partial z} dt \\ E_y(p,t) &= c^2 \int_0^{\tau_n} \frac{\partial^2 A_z(p,t)}{\partial y \partial z} dt \\ E_z(p,t) &= c^2 \int_0^{\tau_n} \frac{\partial^2 A_z(p,t)}{\partial z^2} dt - \frac{\partial A_z(p,t)}{\partial t} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где через τ_n обозначена длительность импульса поля в точке наблюдения. Она будет отличаться от длительности импульса тока на величину $\Delta\tau = \frac{R_{\text{МАКС}} - R_{\text{МИН}}}{c}$, где $R_{\text{МАКС}}$ и $R_{\text{МИН}}$ – максимальное и минимальное расстояния от точки наблюдения до излучателя, т.е. длительность импульса в точке наблюдения $\tau_n = \tau_H + \frac{R_{\text{МАКС}} - R_{\text{МИН}}}{c}$. Расстояние от излучателя до точки наблюдения – $r = \sqrt{x^2 + y^2 + (z - z_a)^2}$, где z_a – точка на излучателе.

Запишем окончательные выражения для компонент поля излучения прямолинейного проводника:

$$\begin{aligned} H_x(p,t) &= \frac{-1}{4\pi} \int_0^l \left(\frac{\dot{I}\left(t - \frac{r}{c}\right)}{c} \frac{x}{r^2} + I\left(t - \frac{r}{c}\right) \frac{x}{r^3} \right) dz_a, \quad H_y(p,t) = \frac{1}{4\pi} \int_0^l \left(\frac{\dot{I}\left(t - \frac{r}{c}\right)}{c} \frac{y}{r^2} + I\left(t - \frac{r}{c}\right) \frac{y}{r^3} \right) dz_a, \\ E_x(p,t) &= \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_0^{\tau_n} \int_0^l \left(-\frac{\ddot{I}\left(t - \frac{r}{c}\right)}{c^2} \frac{z - z_a}{r^3} + \frac{3(z - z_a)x}{cr^4} \dot{I}\left(t - \frac{r}{c}\right) + \frac{3(z - z_a)x}{r^5} I\left(t - \frac{r}{c}\right) \right) dt dl \\ E_y(p,t) &= \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_0^{\tau_n} \int_0^l \left(-\frac{\ddot{I}\left(t - \frac{r}{c}\right)}{c^2} \frac{z - z_a}{r^3} + \frac{3(z - z_a)y}{cr^4} \dot{I}\left(t - \frac{r}{c}\right) + \frac{3(z - z_a)y}{r^5} I\left(t - \frac{r}{c}\right) \right) dt dl \\ E_z(p,t) &= \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_0^{\tau_n} \int_0^l \left(-\frac{\ddot{I}\left(t - \frac{r}{c}\right)}{c^2} \frac{z - z_a}{r^3} + \left(\frac{3(z - z_a)^2}{cr^4} - \frac{z_a}{cr^2} \right) \dot{I}\left(t - \frac{r}{c}\right) + \left(\frac{3(z - z_a)^2}{r^5} + \frac{z_a}{r^3} \right) I\left(t - \frac{r}{c}\right) \right) dt dl - \\ &\quad - \frac{\mu_0}{4\pi} \int_L \frac{\dot{I}\left(t - \frac{r}{c}\right)}{r} dl. \end{aligned} \quad (9)$$

В отношении интегрального слагаемого в формуле (7) заметим следующее. В книге [10, с. 160] отмечено, что величина $\text{grad } \varphi$ как составляющая поля E определяет поле неподвижных зарядов, которые изменяются во времени. При рассмотрении элементарного диполя анализируется именно такой тип излучателя. Ясно, что такой излучатель является гипотетическим. Поэтому в реальных излучателях интегральное слагаемое в выражении для поля E не учитывают.

В самом общем случае ток на излучателе описывается бегущей волной. Скорость распространения волны определяется параметрами излучателя. Для круглого тонкого проводника $v \cong c$. Время прохождения импульса тока по длине излучателя $\tau_u = \frac{L}{v}$. Учитывая длительность импульса и разность расстояний между точкой питания и концом излучателя, для длительности импульса поля получим

$$\tau_{II} = \tau_{II} + \frac{R_{\text{МАКС}} - R_{\text{МИН}}}{c} + \frac{L}{v} \cong \frac{R_{\text{МАКС}} - R_{\text{МИН}}}{c} + \frac{2L}{c}.$$

Зависимость импульса тока от времени в общем виде может быть задана в виде аналитического выражения

$$I(t) = I_0 \cdot \exp \left[-\frac{\alpha \left(t - \frac{\tau_{II}}{2} \right)^2}{\left(\frac{\tau_{II}}{2} \right)^2} \right] \quad (10)$$

и в виде суммы двух экспонент:

$$I(t) = I_0 \cdot \left[\exp \frac{-t}{a} - \exp \frac{-t}{b} \right]. \quad (11)$$

Величина α в формуле (10) определяет длительность импульса. А величины a и b в (11) связаны с техническими параметрами импульса [9]. Аналитическое задание формы импульса тока в виде формулы (11) описывает большое число реально генерируемых импульсов.

Проанализируем полученные выражения. Рассмотрим излучение однопроводной кабельной линии, возбуждаемой импульсом тока, заданного выражением (10) с длительностью импульса $\tau = 5 \cdot 10^{-8}$ с и амплитудой тока $I_0 = 1$ А. На рис. 2 показаны зависимости $i(t)$, $\frac{d}{dt}i(t)$ исследуемого сигнала.

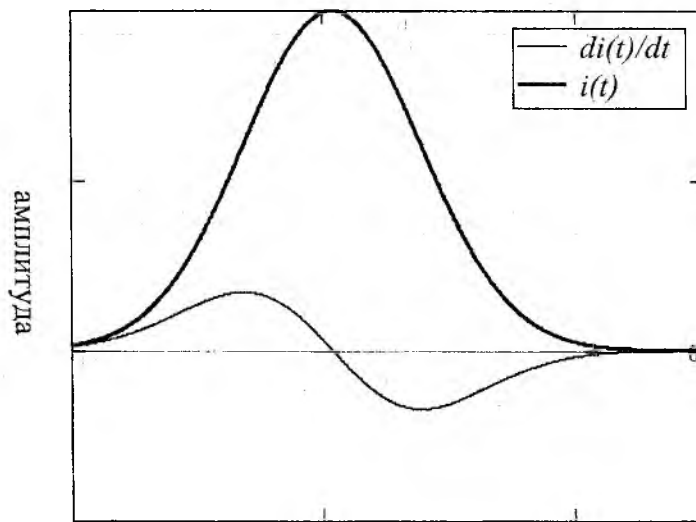


Рис. 2

На рис. 3 и 4 приведены зависимости нормированных амплитуд поля $H(r,t)$ и $E(r,t)$ от расстояния вдоль оси OX при $t = \tau_{II}(x = 1m)$, $\tau_{умп} = 5 \cdot 10^{-8} c$.

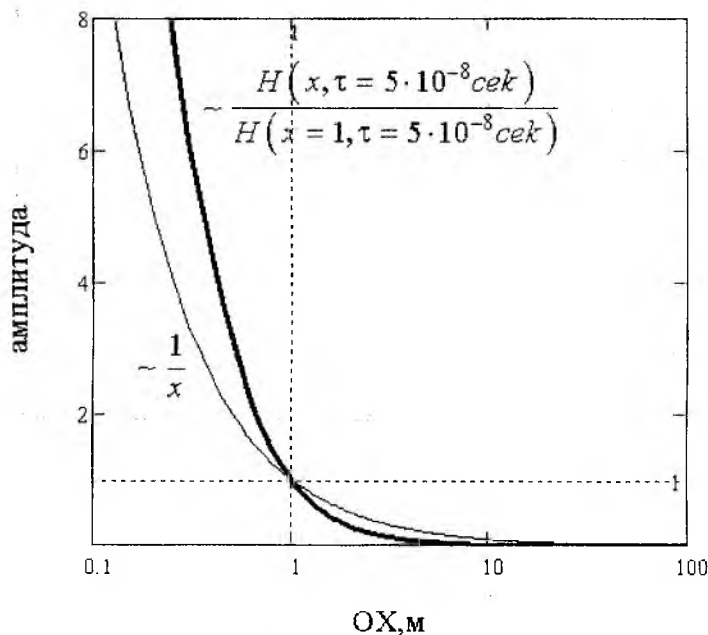


Рис. 3

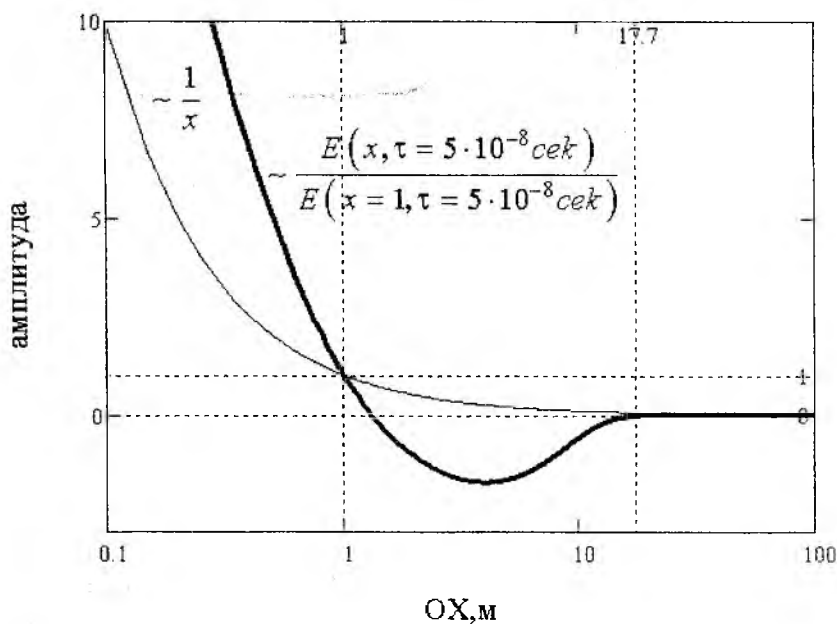


Рис. 4

Известно, что амплитуда электромагнитного поля в дальней зоне излучения убывает пропорционально $1/R$, а в ближней и промежуточной зонах эта зависимость носит более сложный характер. В случае измерения амплитуд E и H полей только в одной точке, невозможно судить о характере поведения поля вдоль выбранного направления, т.к. граница дальней зоны для каждой частоты будет различной. Из рис. 3–6 видно, что электромагнитное поле ПЭМИ является функцией угловых координат, амплитуды тока I_0 и τ_{ei} .

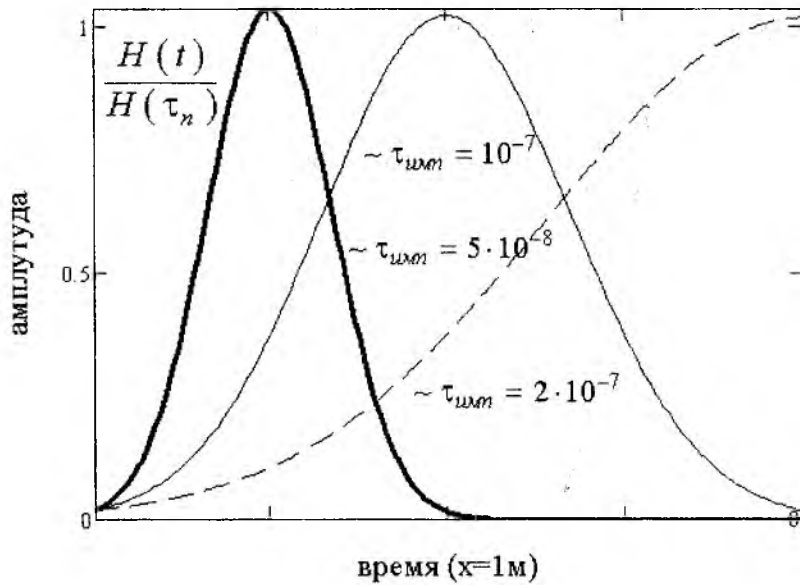


Рис. 5

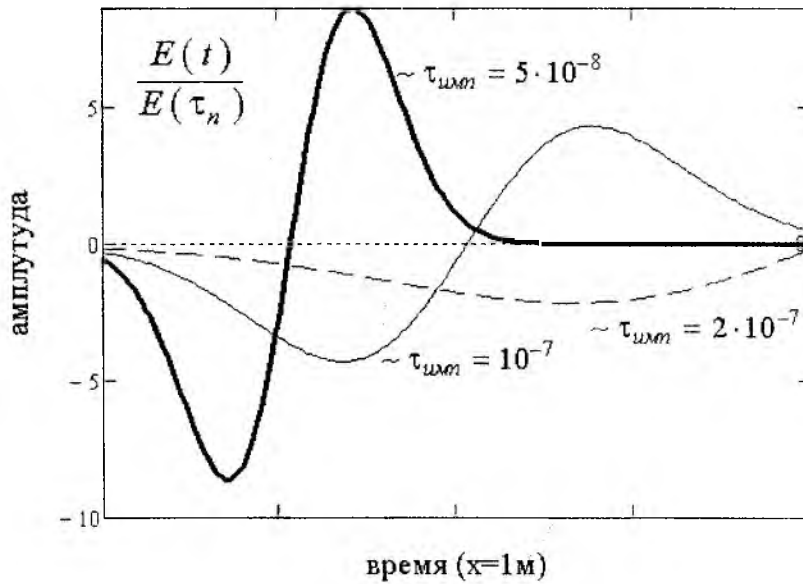


Рис. 6

Выводы

Для получения объективной оценки величины R_2 необходимо знать аналитическое выражение для компонент поля ПЭМИ на произвольном расстоянии до точки наблюдения. Волновые процессы ПЭМИ вблизи источника, даже в случае простых моделей, отличаются большими градиентами амплитуд электромагнитного полей и носят сложный характер. Заведомо рассматривая поведение поля в конкретной точке, как поле в дальней зоне можно получить как завышенные, так и заниженные значения радиуса R_2 . Поэтому необходимо дальнейшее изучение волновых процессов ПЭМИ.

Список литературы: 1. Daniels D.J., Gunton D. J., Scott H. F. Introduction to subsurface radar // IEE Proceedings, pt. F. Aug. 1988. Vol. 135. P. 278-320. 2. Peters L., Jr., Daniels J. J., Young J. D. Ground penetrating radar as a subsurface environmental sensing tool // IEEE Proceedings. Dec. 1994. Vol. 82. P. 1802-1822. 3. Содин Л. Г. Импульсное излучение антенны (электромагнитный снаряд) // Радиотехника и электроника. 1991. Т. 36, № 5. С. 1014-1022. 4. Содин Л. Г. Характеристики импульсного

излучения антенн (электромагнитного снаряда) // Радиотехника и электроника. 1992. Т.37, №5. С.849-857. 5. Подосенов С.А., Соколов А.А. Расчет нестационарных проволочных излучателей в задачах электромагнитной совместимости // Метрология. 1994. №1. С.17-25. 6. Podosenov S.A., Svekis Y.G., Sokolov A.A. Transient radiation of traveling waves by wire antennas // IEEE Trans. Electromagn. Compat. vol. 37, pp.367-383, Aug. 1995. 7. Крымский В. В. Антенны несинусоидальных волн. Челябинск: Изд-во ЦНТИ, 2004. 133 с. 8. H.F.Harmuth, S.Ding-Rong. Antennas for No sinusoidal Waves: I Radiators // IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility. Vol. EMC-25. N. 1. P. 13-24, February 1983. 9. Тузов В.К. Модель электромагнитных импульсов от молнии и электрического разряда // Радиотехника. 1989. № 10. С.48-49. 10. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электромагнитное поле. М.: Высш. шк., 1978. 231с.

*Харьковский национальный
университет им. В.Н. Каразина*

Поступила в редколлегию 12.08.2009

ТЕРАПЕВТИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ДИАДИНАМИЧЕСКИХ ТОКОВ И ИХ ГАРМОНИЧЕСКИЙ СОСТАВ

Использование электромагнитной энергии в терапии

Электромагнитная энергия (ЭМЭ) в форме постоянного, импульсного и переменного токов, магнитного и электрического полей, а также электромагнитного излучения находит широкое применение в терапии, благодаря возможности регулирования в широком диапазоне различных ее параметров. Подбирая параметры при воздействии ЭМЭ, стремятся вызвать такие сдвиги в организме, которые обеспечат перестройку патологического процесса в сторону нормализации. При повышении интенсивности воздействия могут быть обеспечены радикальные изменения в структуре органов и тканей.

Совокупность всех методов, связанных с лечебным использованием ЭМЭ, представляет собой раздел физиотерапии, который называется электролечением или электротерапией. Методы электротерапии и электротерапевтические аппараты принято разделять на группы в зависимости от используемой части спектра электромагнитных колебаний [1]:

- низкочастотные (НЧ);
- высокочастотные (ВЧ);
- светооптические;
- рентгеновские;
- радиологические.

Воздействие ЭМЭ на организм человека с лечебной целью может осуществляться через различные физические среды (воздух, вода и т.д.) или путем непосредственного контакта тканей с находящимися под напряжением электродами или излучателями. По взаимному расположению источника ЭМЭ и тела человека методы электротерапии дополнительно могут быть разделены на контактные и дистантные [2].

Первая группа методов предполагает воздействие на больного электрическим током с определенной силой, направлением, формой и частотой. Контактные методы находят применение и при воздействии электромагнитным излучением (ЭМИ) оптического диапазона (ОД). Здесь различают методы воздействия с компрессией световода или источника ЭМИ и без компрессии, а также с проникновением световода (источника ЭМИ) в полости (внутриполостное облучение), органы (внутриорганное облучение), сосуды (внутрисосудистое облучение крови) и ткани (внутриклеточное и внутрикостное облучение) [3]. Рентгеновское излучение используется для контактного облучения внутренних органов посредством введения излучателя в полости организма [4]. Кроме того, к этой группе методов могут быть отнесены методы лучевой терапии, заключающиеся в размещении радиоактивных препаратов на поверхности облучаемого участка (аппликационный метод), введение их в полость органа или непосредственно в ткань опухоли. Разновидностью контактного метода является применение радиоактивных препаратов, находящихся в жидком состоянии, для приема их внутрь или введения в кровь [5].

В методах второй группы при расположении пациента в ближней зоне на него воздействуют электрическим или магнитным полем (или их составляющими), а в дальней зоне – ЭМИ с различной интенсивностью, формой и частотой [2].

Постоянные электрические поля вызывают однонаправленные движения ионов к полюсам. Кроме того, происходит смещение электронных облаков атомов и молекул (электронная поляризация) или ориентация дипольных молекул (ориентационное смещение). В результате перераспределяется содержание ионов в компартментах различных тканей. За счет движения связанных ионов возможно и вращательное смещение клеток.

При воздействии постоянного магнитного поля на ткани организма, находящиеся в них надмолекулярные жидкокристаллические структуры ориентируются относительно вектора магнитной индукции. В результате этого формируются собственные магнитные поля, ослаб-

ляющие внешнее магнитное поле. Такой эффект наиболее выражен в фосфолипидных компонентах биологических мембран. Он приводит к возникновению механического вращающего момента, способного вызвать перемещение компонентов в мембранах и цитоплазме.

Переменные электромагнитные поля (ЭМП) вызывают разнонаправленные маятникообразные движения ионов и колебательные смещения дипольных молекул, поляризация которых пропорциональна электрической напряженности поля, а также зависит от его частоты и линейных размеров биологических молекул.

Биологические эффекты ЭМП НЧ (до 10^5 Гц) обусловлены преимущественно током проводимости, основными носителями которого являются ионы. Однако плотность тока в тканях при наведении в них внешнего ЭМП ничтожно мала. При использовании электродов для подведения ЭМП возникают значительные токи проводимости, способные вызвать изменение функциональных свойств нервной и мышечной тканей организма, клетки которых обладают возбудимыми мембранами. Пороговое значение тока проводимости, вызывающее возбуждение нервной и мышечной тканей, определяется частотой воздействующего ЭМП. С ее увеличением пороговая величина тока растет, и, начиная с частоты $3 \cdot 10^3$ Гц, ЭМП возбуждения нервов и мышц человека не вызывает.

В силу малого поглощения электрической энергии в НЧ диапазоне не происходит и заметного нагрева тканей, поскольку выделяемое тепло значительно меньше метаболической теплопродукции и не превышает мощности рассеяния тепловой энергии тканями организма. ЭМИ ВЧ помимо токов проводимости вызывают в тканях организма значительные по силе токи смещения. Наличие этих токов определяет преобразование электрической энергии в тепловую, в основном за счет колебательно-вращательного смещения биологических макромолекул и диполей воды. При этом физиологические механизмы теплоотдачи организма не компенсируют возникающую в ВЧ диапазоне теплопродукцию, в результате чего происходит нагревание тканей организма. В частотном диапазоне 10^6 - $2 \cdot 10^7$ Гц и ток проводимости, и ток смещения способны вызвать гипертермию. При частотах ЭМП более $2 \cdot 10^7$ Гц основную роль в нагревании тканей играет ток смещения.

При взаимодействии ЭМИ ОД с поверхностью тела человека одна часть излучения отражается и рассеивается во все стороны, а другая часть поглощается, проходя сквозь различные слои биологических тканей. Под действием поглощенной части ЭМИ ОД в организме начинаются фотобиологические реакции, характер которых определяется энергией фотонов, возрастающей с уменьшением длины волны. С другой стороны, взаимодействие оптического излучения с биологическими тканями определяется его проникающей способностью, которая нарастает при переходе от ультрафиолетового излучения до инфракрасного. Результатом взаимодействия фотонов с атомами и молекулами биологических тканей являются электронно-возбужденные состояния молекул, что приводит к их диссоциации и ионизации. На следующем этапе энергия оптического излучения трансформируется в тепло или приводит к образованию первичных фотопродуктов, служащих пусковым механизмом фотобиологических процессов. При этом специфичность лечебных эффектов существенно зависит от длины волны ЭМИ ОД.

В основе лечебного применения ионизирующих излучений (рентгеновское излучение и радиоактивное) лежит их способность вызывать изменения в клетках, тканях, органах и организме в целом. Это действие по своему характеру всегда является повреждающим и выражается в функциональных сдвигах и анатомических изменениях в облучаемых органах и в организме. Небольшие повреждения ведут к усилению регенеративных способностей тканей и в определенных ситуациях — к нормализации нарушенных функций. Высокая степень повреждения обуславливает такие изменения, за которыми следуют дистрофические процессы, гибель клеток и тканей.

Широкий спектр методов электротерапии обусловлен, прежде всего, различными лечебными эффектами, возникающими при проведении процедур. Это обстоятельство в свою очередь определяет и круг показаний к применению ЭМЭ в том или ином виде для обеспечения максимального терапевтического эффекта.

Диадинамотерапия и диадинамические токи

В настоящее время для лечения неврологических проявлений остеохондроза позвоночника, заболеваний и повреждений (в том числе спортивных) опорно-двигательной системы, хронических заболеваний органов пищеварения, пародонтоза, синуситов, вазомоторных ринитов и т.д. широко используется диадинамотерапия [6-7]. Метод диадинамотерапии был разработан французским врачом стоматологом Р. Вернард в 30-е годы прошлого века. При разработке метода Р. Вернард исходил из концепции, что ткани животного, в том числе человеческого, организма быстро адаптируются к постоянному раздражителю и со временем меньше или совсем на него не реагируют, а изменение характера электрического раздражителя предотвращает адаптацию тканей [8].

Диадинамотерапия – метод воздействия диадинамическими токами (ДДТ) на область патологического процесса больного, обладающий малым побочным действием. ДДТ, относятся к импульсным токам с синусоидальным фронтом и экспоненциальным спадом (см. рис. 1).

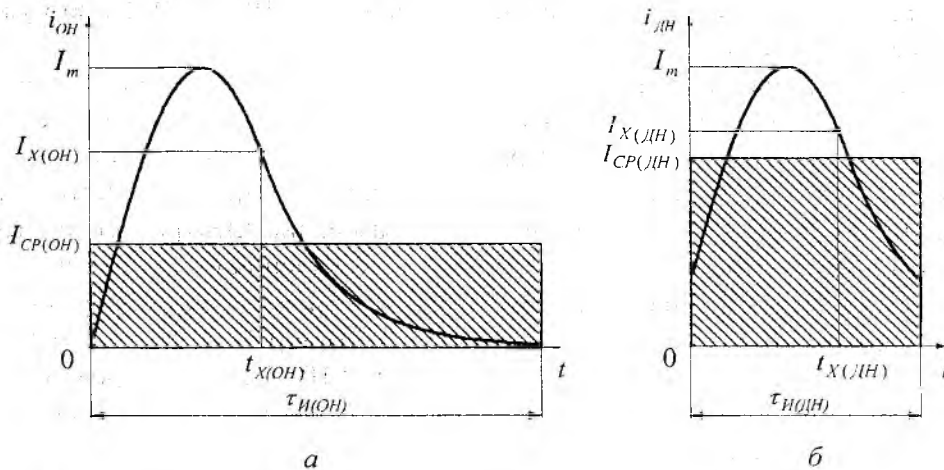


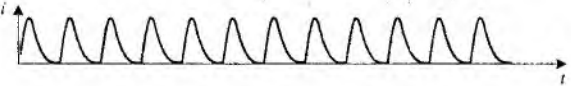
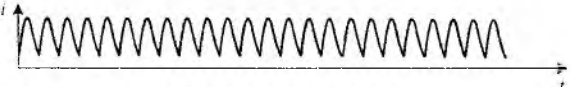
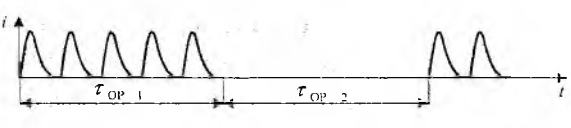
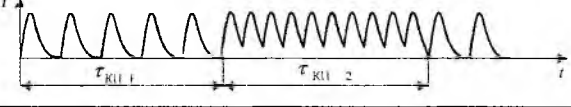
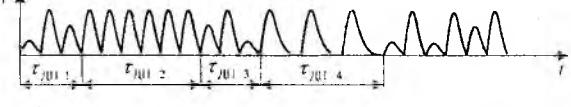
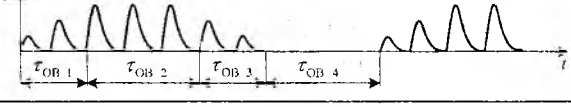
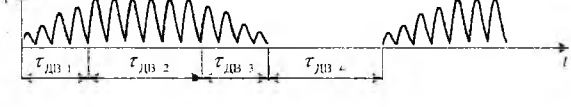
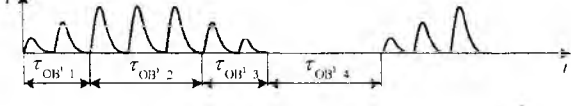
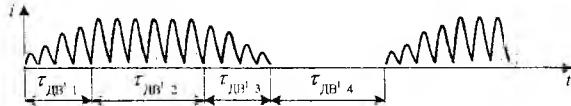
Рис. 1. Формы импульсов однополупериодного (а) и двухполупериодного (б) ДДТ

Частота следования импульсов тока составляет 50 Гц (однополупериодный ток) или 100 Гц (двухполупериодный ток). В обоих случаях длительность импульса t_H равна периоду их следования. Наиболее часто ДДТ подаются в виде серий импульсов, чередующихся с паузами (импульсная модуляция) (табл. 1). Физиологическое действие импульсного тока зависит от продолжительности импульса, длительности пауз и формы импульсов. Импульсные токи активируют крово- и лимфообращение, улучшают трофику тканей, стимулируют обменные процессы, что в свою очередь усиливает обезболивающий эффект их действия.

Следует отметить, что у отдельных видов ДДТ, подводимых к телу пациента в виде серий, амплитуда импульсов не постоянна, а изменяется по определенному закону (амплитудная модуляция). При этом в начале серии амплитуда импульсов увеличивается от нуля до некоторого заданного значения, а в конце серии – уменьшается от заданного значения до нуля. Такая модуляция обеспечивает плавное, безболезненное сокращение мышц, что особенно важно на начальном этапе лечения или реабилитации. Причем, чем ниже скорость изменения амплитуды импульсов тока в серии, тем мягче его действие на ткани.

Современные аппараты генерируют от семи до девяти различных видов ДДТ (см. табл. 1) [9]. Каждый из приведенных в табл. 1 ДДТ (частотно-временные параметры соответствуют аппарату Тонус-1) имеет свой терапевтический эффект, который определяется значением частоты следования импульсов (50 или 100 Гц), а также отсутствием или наличием модуляции, включая частотно-временные параметры модулирующего сигнала. В различных аппаратах для диадинамотерапии параметры модулирующих сигналов имеют отличия, что оказывает влияние не только на интенсивность воздействия (под интенсивностью воздействия будем понимать среднее значение тока на интервале действия серий или за период следования серий

Виды ДТГ и их временные параметры

Вид тока	Обозначение тока и его название		Интервал времени, с / несущая частота серий импульсов, Гц		Период, с / частота следования серий импульсов, Гц	
	ОН – однополупериодный непрерывный	- / 50	- / -	- / -	- / -	- / -
	ДН – двухполупериодный непрерывный	- / 100	- / -	- / -	- / -	- / -
	ОР – однополупериодный ритмический	$\tau_{ОР1} = 1,5 / 50$ $\tau_{ОР2} = 1,5 / -$	$\tau_{ОР1} = 1,5 / 50$ $\tau_{ОР2} = 1,5 / -$	- / -	- / -	3 / 0,33
	КП – короткий период	$\tau_{КП1} = 1,5 / 50$ $\tau_{КП2} = 1,5 / 100$	$\tau_{КП1} = 1,5 / 50$ $\tau_{КП2} = 1,5 / 100$	- / -	- / -	3 / 0,33
	ДП – двухполупериодный ритмический	$\tau_{ДП1} = 2 / 100$ $\tau_{ДП2} = 4 / 100$ $\tau_{ДП3} = 2 / 100$ $\tau_{ДП4} = 4 / 50$	$\tau_{ДП1} = 2 / 100$ $\tau_{ДП2} = 4 / 100$ $\tau_{ДП3} = 2 / 100$ $\tau_{ДП4} = 4 / 50$	- / -	- / -	12 / 0,08
	ОВ – однополупериодный волновой	$\tau_{ОВ1} = 2 / 50$ $\tau_{ОВ2} = 4 / 50$ $\tau_{ОВ3} = 2 / 50$ $\tau_{ОВ4} = 4 / -$	$\tau_{ОВ1} = 2 / 50$ $\tau_{ОВ2} = 4 / 50$ $\tau_{ОВ3} = 2 / 50$ $\tau_{ОВ4} = 4 / -$	- / -	- / -	12 / 0,08
	ДВ – двухполупериодный волновой	$\tau_{ДВ1} = 2 / 100$ $\tau_{ДВ2} = 4 / 100$ $\tau_{ДВ3} = 2 / 100$ $\tau_{ДВ4} = 4 / -$	$\tau_{ДВ1} = 2 / 100$ $\tau_{ДВ2} = 4 / 100$ $\tau_{ДВ3} = 2 / 100$ $\tau_{ДВ4} = 4 / -$	- / -	- / -	12 / 0,08
	ОВ' – однополупериодный волновой модифицированный	$\tau_{ОВ'1} = 1 / 50$ $\tau_{ОВ'2} = 2 / 50$ $\tau_{ОВ'3} = 1 / 50$ $\tau_{ОВ'4} = 2 / -$	$\tau_{ОВ'1} = 1 / 50$ $\tau_{ОВ'2} = 2 / 50$ $\tau_{ОВ'3} = 1 / 50$ $\tau_{ОВ'4} = 2 / -$	- / -	- / -	6 / 0,17
	ДВ' – двухполупериодный волновой модифицированный	$\tau_{ДВ'1} = 1 / 100$ $\tau_{ДВ'2} = 2 / 100$ $\tau_{ДВ'3} = 1 / 100$ $\tau_{ДВ'4} = 2 / -$	$\tau_{ДВ'1} = 1 / 100$ $\tau_{ДВ'2} = 2 / 100$ $\tau_{ДВ'3} = 1 / 100$ $\tau_{ДВ'4} = 2 / -$	- / -	- / -	6 / 0,17

импульсов) [9], но, очевидно, и на гармонический состав ДДТ, который определяет терапевтическую эффективность.

Цель работы – установление связи между терапевтическим эффектом ДДТ и его гармоническим составом.

Гармонический анализ ДДТ

Из рис. 1 видно, что на интервале $0-t_X$ ток изменяется по синусоидальному закону, а на интервале $t_X - \tau_{И}$ – по экспоненциальному. С учетом этого были определены аналитические выражения, описывающие непрерывные ДДТ [10]. Выражение для ДДТ вида ОН имеет вид:

$$i_{ОН}(t) = \begin{cases} I_m \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{ОН} \cdot (t + \Delta_{t(ОН)})), & \text{если } 0 + \Delta_{t(ОН)} \leq t \leq t_{X(ОН)} + \Delta_{t(ОН)}; \\ I_m \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{ОН} \cdot t_{X(ОН)}) \cdot \exp(-(t - t_{X(ОН)} - \Delta_{t(ОН)}) / \tau), & \text{если } t_{X(ОН)} + \Delta_{t(ОН)} \leq t \leq \tau_{И(ОН)} + \Delta_{t(ОН)}, \end{cases} \quad (1)$$

где I_m – амплитуда импульса; $f_{ОН} = 50$ Гц – частота следования импульсов тока вида ОН; $\tau_{И(ОН)} = 0,02$ с – длительность импульса тока вида ОН; $t_{X(ОН)} = 0,007625$ с – точка на временной оси, в которой завершается изменение тока вида ОН по синусоидальному закону и начинается его изменение по экспоненциальному; $\Delta_{t(ОН)} = [t/\tau_{И(ОН)}] \tau_{И(ОН)}$ – смещение по оси времени для определение текущего значения тока в любой произвольный момент времени, $[t/\tau_{И(ОН)}]$ – целая часть частного от деления; $\tau = 0,00294$ с – постоянная времени изменения тока по экспоненциальному закону.

Выражение для ДДТ вида ДН имеет вид

$$i_{ДН}(t) = \begin{cases} I_m \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{ОН} \cdot ((t + \Delta) + \Delta_{t(ДН)})), & \text{если } 0 + \Delta_{t(ДН)} \leq t \leq t_{X(ДН)} + \Delta_{t(ДН)}; \\ I_m \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{ОН} \cdot t_{X(ДН)}) \cdot \exp(-(t - t_{X(ДН)} - \Delta_{t(ДН)}) / \tau), & \text{если } t_{X(ДН)} + \Delta_{t(ДН)} \leq t \leq \tau_{И(ДН)} + \Delta_{t(ДН)}, \end{cases} \quad (2)$$

где $\tau_{И(ДН)} = 0,01$ с – длительность импульса тока вида ДН; $t_{X(ДН)} = 0,00687$ с – точка на временной оси, в которой завершается изменение тока вида ДН по синусоидальному закону и начинается его изменение по экспоненциальному; $\Delta = 0,000755$ с – фаза ДДТ вида ДН; $\Delta_{t(ДН)} = [t/\tau_{И(ДН)}] \tau_{И(ДН)}$ – смещение по оси времени для определение текущего значения тока в любой произвольный момент времени, $[t/\tau_{И(ДН)}]$ – целая часть частного от деления.

Параметры импульсной модуляции ДДТ определялись по принципам, изложенным в работе [11].

Для получения гармонического состава ДДТ, определение коэффициентов гармоник осуществляли по следующим выражениям:

$$a_n = \frac{2}{\tau_{И}} \left[\int_0^{\tau_{И}} i(t) \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot n \cdot \pi \cdot t}{\tau_{И}}\right) dt \right]; \quad (3)$$

$$b_n = \frac{2}{\tau_{И}} \left[\int_0^{\tau_{И}} i(t) \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot n \cdot \pi \cdot t}{\tau_{И}}\right) dt \right], \quad (4)$$

где $\tau_{И}$ – длительность импульса тока вида ОН или ДН; $i(t)$ – мгновенное значение ДДТ, приведенного к единице; n – положительные целые числа $[0, \dots, \infty]$, номер гармоники.

При этом относительное значение амплитуды n -й гармоники I_m^* определяли как

$$I_m^* = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, \quad (5)$$

На рис. 2–9 приведен результат гармонического анализа – амплитудные спектральные диаграммы ДДТ (в верхнем ряду вдоль горизонтальной оси указан порядковый номер гармоники n , а в нижнем – соответствующая ей частота f в Гц). Терапевтические эффекты описаны с учетом спектрального состава тока.

Ток вида ОН, представляющий непрерывную последовательность импульсов с частотой 50 Гц (см. табл. 1, строка 1), обладает выраженным раздражающим и миостимулирующим действием, вплоть до тетанического сокращения мышц. Вызывает крупную неприятную вибрацию. Энергия тока вида ОН сосредоточена на частотах 50 Гц (47 %) и 100 Гц (17 %) (1-я и 2-я гармоники на рис. 2, а).

Ток вида ДН, представляющий непрерывную последовательность импульсов с частотой 100 Гц (табл. 1, строка 2), обладает выраженным анальгетическим и вазоактивным действием. Вызывает фибриллярные подергивания мышц, мелкую и разлитую вибрацию. Основная энергия тока вида ДН сосредоточена на частоте 100 Гц (1-я гармоника на рис. 2, б).

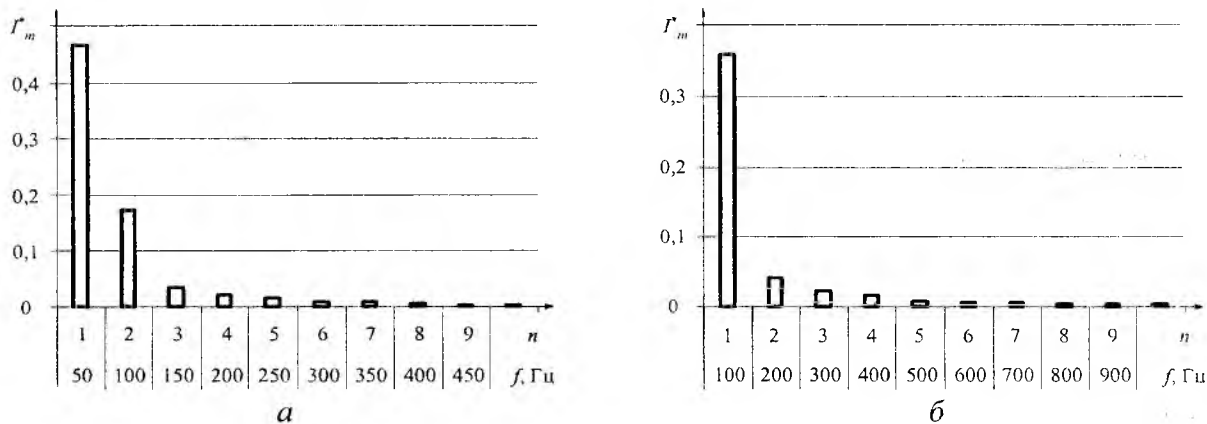


Рис. 2. Амплитудная спектральная диаграмма тока вида ОН (а) и ДН (б)

Ток вида ОР представляет собой серии импульсов тока вида ОН, чередующиеся с паузами равной продолжительности (табл. 1, строка 3). Этот вид тока обладает наиболее выраженным миостимулирующим действием во время серий импульсов тока (частота следования серий 0,33 Гц), которое сочетается с полным расслаблением мышц во время паузы. Энергия тока вида ОР сосредоточена на частотах от 0,33 Гц до 3 Гц и на частотах от 48,3 Гц до 51,7 Гц примерно поровну, в меньшей степени – на частотах от 99,7 Гц до 100,3 Гц (1-9-я гармоники, рис. 3, б; 145-155-я и 299-301-я гармоники на рис. 3, а).

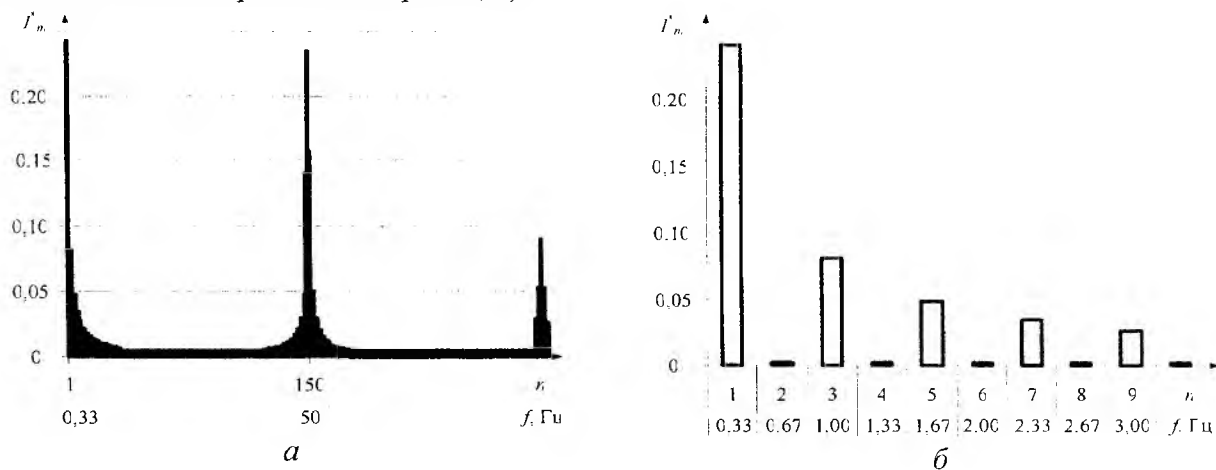


Рис. 3. Амплитудная спектральная диаграмма тока вида ОР: 1-300 гармоники (а) и 1-10 гармоники (б)

Ток вида КП представляет чередование серий импульсов тока видов ОН и ДН, с равной продолжительностью (табл. 1, строка 4). В начале воздействия этот ток обладает нейромио-

стимулирующ

чередования и

действие имп.

0,33 Гц). Энергия тока вида КП в большей степени сосредоточена на частотах от 99,7 Гц до 100,3 Гц, несколько в меньшей степени – на частотах от 48,3 до 51,7 Гц и еще в меньшей степени – на частотах от 0,33 до 3 Гц (299-301-я и 145-155-я гармоники на рис. 4, а; 1-9-я гармоники, рис. 4, б).

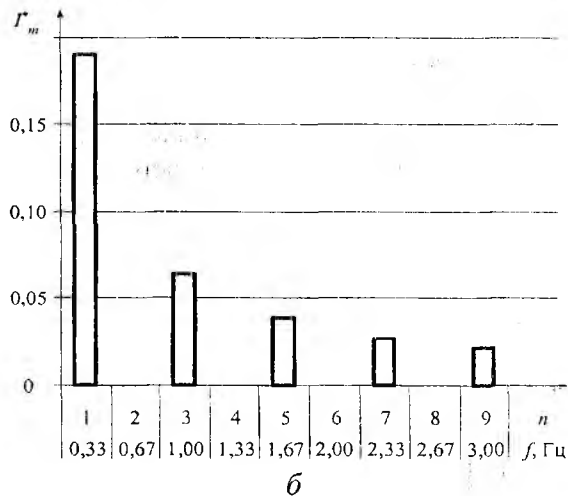
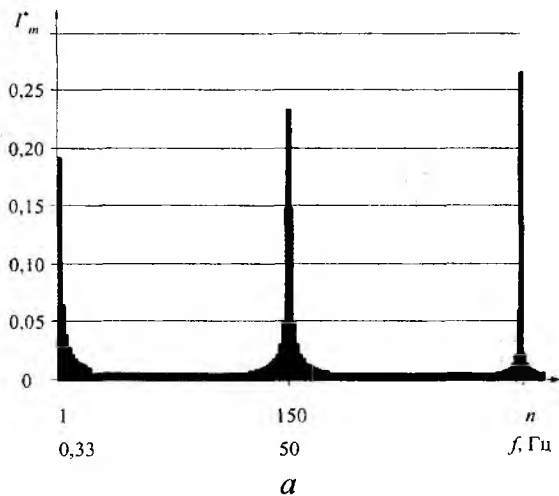


Рис 4. Амплитудная спектральная диаграмма тока вида КП: 1-300 гармоники (а) и 1-10 гармоники (б)

Ток вида ДП представляет собой чередование серий импульсов тока видов ДН и ОН, длительность которых равна 8 и 4 с соответственно (табл. 1, строка 5). При этом в серии тока ДН амплитуда каждого четного импульса остается неизменной, а каждого нечетного – модулирована по трапецеидальному закону (2 с – 4 с – 2 с). У тока вида ДП уменьшается нейростимулирующее действие и плавно нарастают анальгетический, сосудорасширяющий и трофический эффекты (преобладающее воздействие импульсами тока с частотой 100 Гц). Ощущения аналогичны воздействию током вида КП (частота чередования воздействий 0,08 Гц). Энергия тока вида ДП в большей степени сосредоточена на частотах от 99,8 до 100,2 Гц, несколько в меньшей степени – на частотах от 0,08 до 0,25 Гц и еще в меньшей степени – на частотах от 48,3 до 51,7 Гц (1197-1203-я гармоники на рис. 5, а; 1-3-я гармоники, рис. 5, б; 581-619-я гармоники на рис. 5, а).

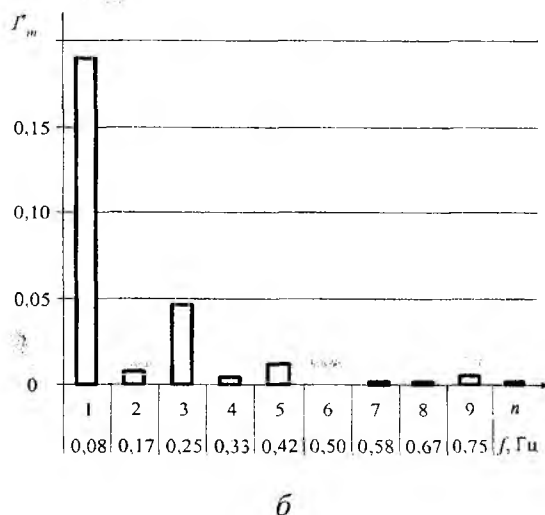
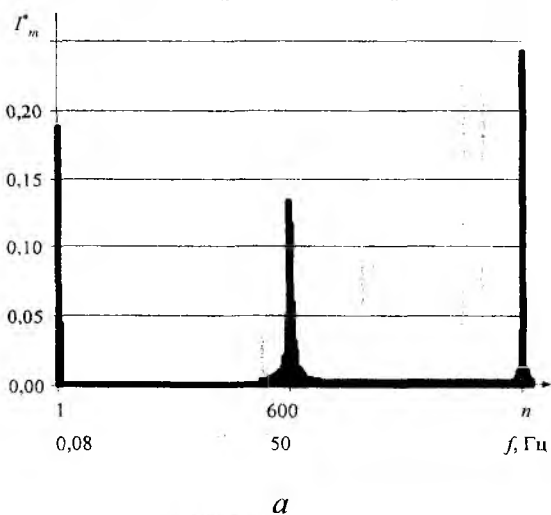


Рис. 5. Амплитудная спектральная диаграмма тока вида ДП: 1-1200 гармоники (а) и 1-10 гармоники (б)

Ток вида ОВ представляет собой серии импульсов тока вида ОН, чередующиеся с паузами, длительность которых равна 8 и 4 с соответственно (табл. 1, строка 6). Кроме того, в серии амплитуда импульсов модулирована по трапецеидальному закону ($2c-4c-2c$). Этот ток обладает выраженным нейромюстимулирующим действием, которое сочетается с расслаблением мышц во время паузы (частота следования серий 0,08 Гц). Энергия тока вида ОВ в основном сосредоточена на частотах от 49,8 до 50,3 Гц и на частотах от 0,08 до 0,25 Гц, в значительно меньшей степени – на частотах от 99,9 до 100,1 Гц (597-603-я гармоники на рис. 6, а; 1-3-я гармоники, рис. 6, б; 1199-1201-я гармоники на рис. 6, а).

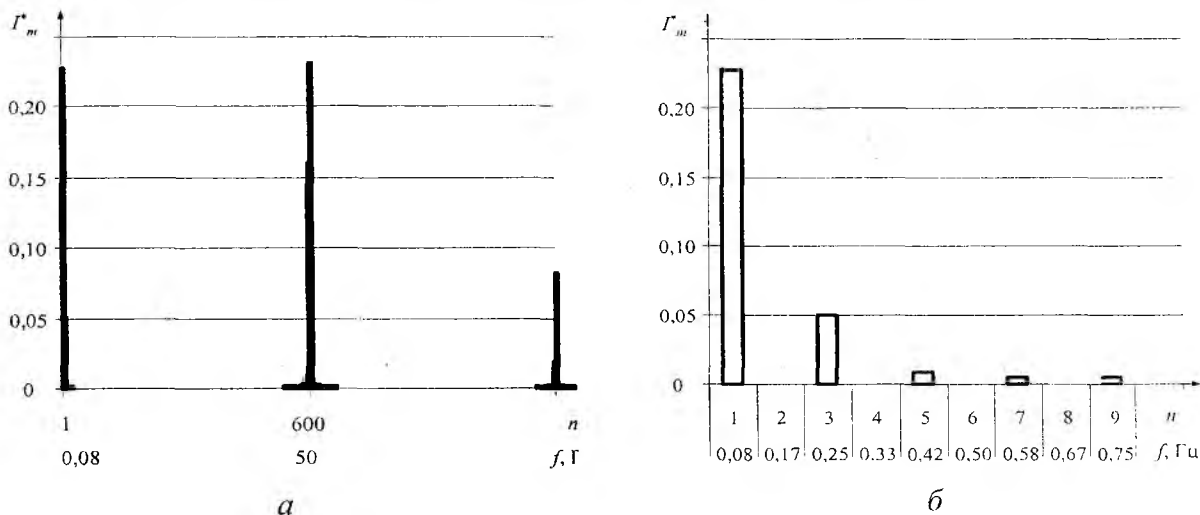


Рис. 6. Амплитудная спектральная диаграмма тока вида ОВ: 1-1200 гармоники (а) и 1-10 гармоники (б)

Ток вида ДВ представляет собой серии импульсов тока вида ДН, чередующиеся с паузами, длительность которых равна 8 и 4 с соответственно (табл. 1, строка 7). Кроме того, в серии амплитуда импульсов модулирована по трапецеидальному закону ($2c-4c-2c$). Этот ток обладает выраженным трофостимулирующим и сосудорасширяющим действием (частота следования серий 0,08 Гц). Энергия тока вида ДВ в большей степени сосредоточена на частотах от 0,08 до 0,25 Гц и в значительно меньшей степени – на частотах от 99,8 до 100,2 Гц (1-3-я гармоники, рис. 7, б; 1197-1203-я гармоники на рис. 7, а).

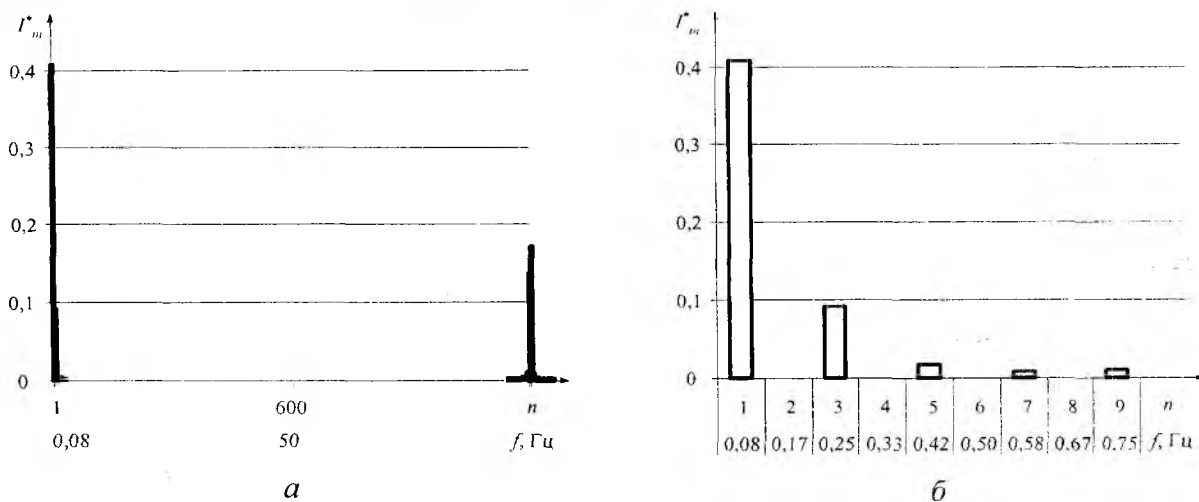


Рис. 7. Амплитудная спектральная диаграмма тока вида ДВ: 1-1200 гармоники (а) и 1-10 гармоники (б)

Ток вида ОВ¹ представляет собой серии импульсов тока вида ОН, чередующиеся с паузами, длительность которых равна 4 и 2 с соответственно (табл. 1, строка 8). Кроме того, в серии амплитуда импульсов модулирована по трапецеидальному закону ($1c-2c-1c$). Действие этого тока аналогично действию тока вида ОВ, но частота следования серий тока составляет 0,17 Гц.

Энергия тока вида OB^1 сосредоточена в основном на частотах от 49,5 до 50,5 Гц и на частотах от 0,17 до 0,5 Гц, в значительно меньшей степени – на частотах от 99,8 до 100,2 Гц (297-303-я гармоники на рис. 8, а; 1-3-я гармоники, рис. 8, б; 599-601-я гармоники на рис. 8, а).

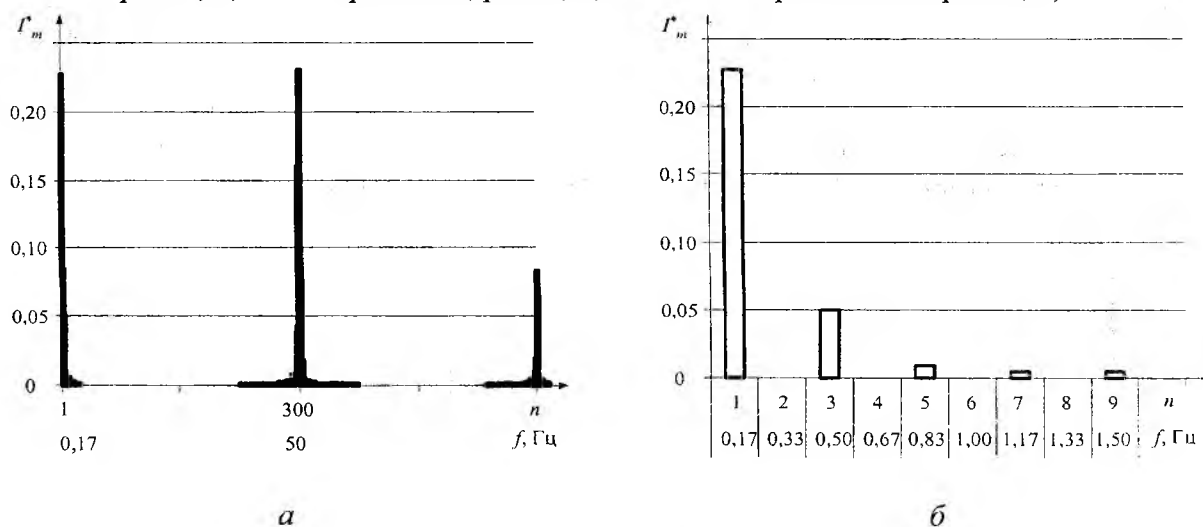


Рис. 8. Амплитудная спектральная диаграмма тока вида OB^1 : 1-600 гармоники (а) и 1-10 гармоники (б)

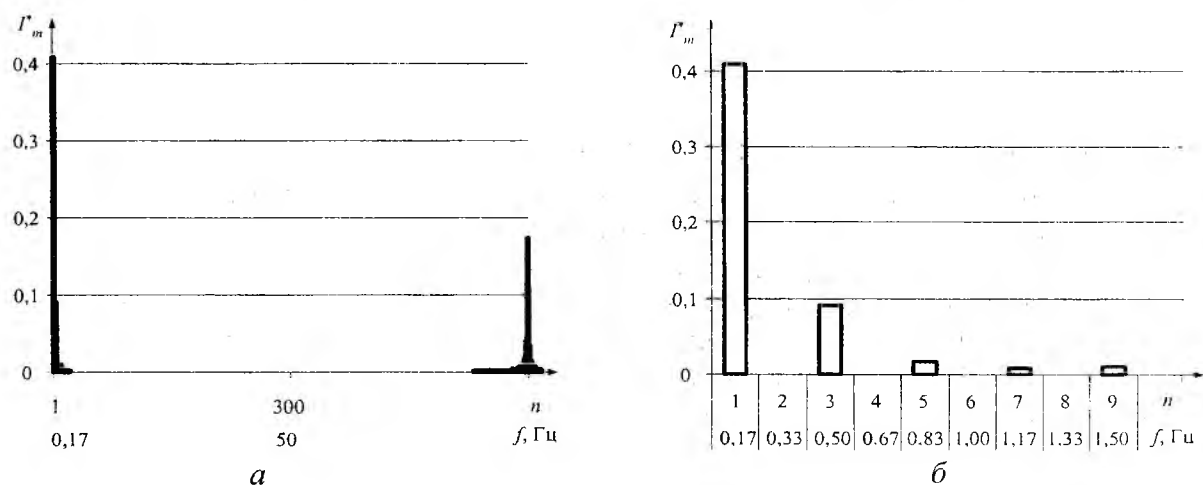


Рис. 9. Амплитудная спектральная диаграмма тока вида DV^1 : 1-600 гармоники (а) и 1-10 гармоники (б)

Ток вида DV^1 представляет собой серии импульсов тока вида ДН, чередующиеся с паузами, длительность которых равна 4 и 2 с соответственно (табл. 1, строка 9). Кроме того, в серии амплитуда импульсов модулирована по трапецеидальному закону ($1c-2c-1c$). По своему действию этот ток напоминает ток вида ДВ, но частота следования серий тока составляет 0,17 Гц. Энергия тока вида DV^1 в большей степени сосредоточена на частотах от 0,17 до 0,5 Гц и в значительно меньшей степени – на частотах от 99,3 до 100,2 Гц (1-3-я гармоники, рис. 9, б; 596-601-я гармоники на рис. 9, а).

Выводы

Сопоставление гармонических составов ДДТ с их терапевтическими эффектами позволило установить между ними определенную взаимосвязь:

1. Ток вида ОН вызывает крупную неприятную вибрацию и обладает выраженным раздражающим и миостимулирующим действием, поскольку основная его энергия сосредоточена на частоте 50 Гц;

2. Ток вида ДН вызывает мелкую, разлитую вибрацию и обладает выраженным анальгетическим действием поскольку основная его энергия сосредоточена на частоте 100 Гц;

3. Ток вида ОР, также как и ОН, обладает выраженным миостимулирующим действием на интервале серии, где его энергия сосредоточена на частоте 50 Гц;

4. У токов вида КП и ДП проявляется и мио-, и нейростимулирующий эффекты с последующей анальгезией, что обусловлено повышенной энергией этих токов вблизи 100 Гц;

5. Токи вида ОВ и ОВ¹ обладают и мио-, и нейростимулирующим эффектами, но анальгетический эффект здесь отсутствует, поскольку доля энергии этих токов, приходящаяся на частоты вблизи 100 Гц – незначительна;

6. Токи вида ДВ и ДВ¹ обладают выраженным трофостимулирующим и сосудорасширяющим действием, что очевидно обусловлено сосредоточением энергии этих токов на низких частотах вблизи 0,08 или 0,17 Гц.

Указанную взаимосвязь следует учитывать в тех случаях, когда в аппаратах для диадинамотерапии предусмотрена возможность варьирования параметрами модулирующих сигналов, что, безусловно, приведет к изменению гармонического состава ДДТ, а следовательно, повлияет и на терапевтическую эффективность.

Список литературы: 1. Ливенсон А.Р. Электромедицинская аппаратура. М.: Медицина, 1981. 344 с. 2. Боголюбов В.М., Пономаренко Г.Н. Общая физиотерапия: Учебник. 3-е изд., перераб. и доп. М.: Медицина, 1999. 432 с. 3. Колесник Ю.И., Китенский А.В. Квантовая электроника. Применение лазеров: Учеб. пособие. Харьков, 2005. 156 с. 4. Чикирдин Э.Г., Мишкинис А.Б. Техническая энциклопедия рентгенолога. М.: МНПИ, 1996. 473 с. 5. Линденбратен Л.Д., Королюк И.П. Медицинская радиология и рентгенология (основы лучевой диагностики и терапии). М.: Медицина, 1993. 560 с. 6. Техника и методики физиотерапевтических процедур (справочник) / Под ред. В.М. Боголюбова. Тверь: Губернская медицина, 2002. 408 с. 7. Воробьев М.Г., Пономаренко Г.Н. Практическое пособие по электро- и магнитотерапии. СПб.: Гиппократ, 2002. 200 с. 8. Клиническая физиотерапия / Оржешковский В.В., Волков Е.С., Демедюк Е.А. и др.; Под ред. В.В. Оржешковского. К.: Здоров'я, 1984. 448 с. 9. Доценко М.Е. Анализ влияния временных параметров диадинамических токов на интенсивность воздействия при проведении процедур // Прикладная радиоэлектроника. 2007. Т. 6. № 2. С. 96-103. 10. Сокол Е.И., Китенский А.В., Доценко М.Е. Повышение качества аппаратов для диадинамотерапии с помощью широтно-импульсной модуляции // Технічна електродинаміка. Київ: ІЕД НАНУ, 2006. Тем. вип. Проблеми сучасної електротехніки. Ч. 4. С. 123-128. 11. Доценко М.Е. Математическое описание диадинамических токов // Материалы XXIX Междунар. науч.-практ. конференции «Применение лазеров в медицине и биологии», 21-24 мая 2008 г. Харьков, 2008. С. 207-212.

Национальный технический университет «ХПИ»

Поступила в редколлегию 10.09.2009

ОЦЕНИВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ КАЧЕСТВА ТЕСТОВОГО КОНТРОЛЯ В ОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ

Введение

Стабильность качества любого процесса в значительной мере зависит от выбранного вида и метода управления процессом и контроля его параметров.

Входной контроль знаний студентов проводится целью:

- определения целесообразности и степени корректировки подачи текущей дисциплины и необходимости возобновления знаний, умений и навыков по базовым дисциплинам,
- определения целесообразности корректировки учебных планов предыдущих дисциплин, в ходе которых получены проверяемые знания студентов.

На рис. 1 представлен фрагмент процессной модели образовательного цикла в вузе, детализирующий элемент входного контроля.

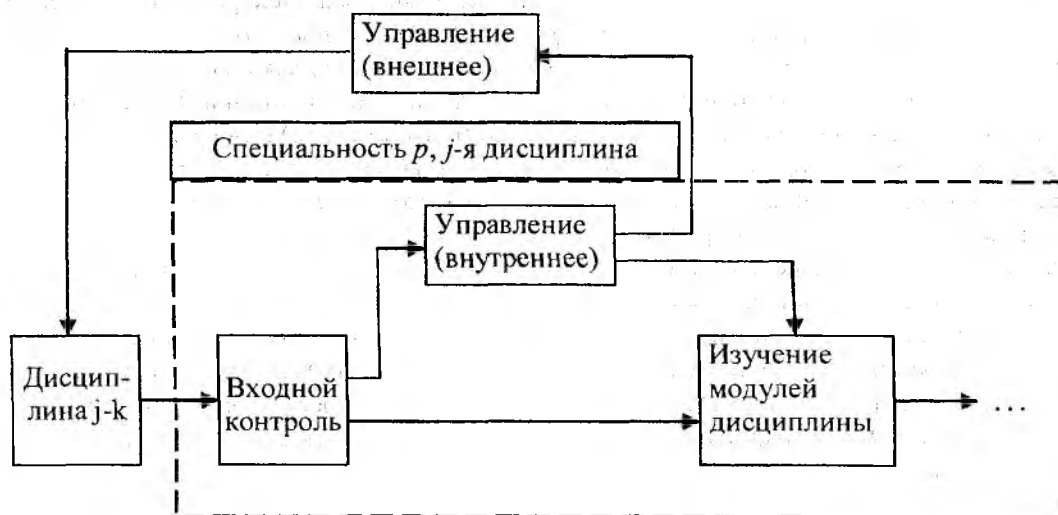


Рис. 1

При входном контроле знаний студентов группа должна в идеальном случае подвергаться сплошному контролю. На практике группа не всегда приходит в полном составе на входной контроль, следовательно, входной контроль получается, по сути, выборочным. Исходя из целей входного контроля знаний студентов, должен использоваться альтернативный выборочный контроль, когда все студенты в проверяемой группе разделяются на подгруппы – с достаточными и с недостаточными знаниями для успешного продолжения изучения курса без внесения корректив в рабочую программу, и последующее решение принимается в зависимости от соотношения количества студентов, оказавшихся в этих подгруппах.

При проведении входного контроля с целью принятия решений, относительно корректировки учебных планов, необходимо оценить степень достоверности этих решений. В этом смысле возникает необходимость ответить на следующие вопросы:

- каково минимальное число (из заданного объема группы) студентов должно пройти входное тестирование для обеспечения необходимого уровня достоверности;
- каково приемочное число не владеющих необходимым объемом базовых знаний студентов в выборке, позволяющее с достаточной долей уверенности принимать решение о необходимости изменения подачи материала в текущей дисциплине.

Основной показатель качества процесса входного контроля – достоверность – степень доверия к результатам контроля. В качестве показателя достоверности контроля используется вероятность принятия правильного решения по результатам контроля (соответствует основному принципу системы менеджмента качества – принятие решений на основе фактов).

Достоверность контроля является основной характеристикой системы контроля, оценивающей качество получаемой информации. Поэтому, при выборе количественной меры достоверности контроля, который может быть сделан различными способами, необходимо руководствоваться следующими соображениями. Достоверность контроля должна функционально зависеть от объема и точности измерения параметров, легко вычисляться и позволять достаточно просто решать обратную задачу – определять объем контроля и необходимую точность измерения параметров по заданной достоверности контроля.

Поскольку качество решений при контроле оценивается вероятностями ошибок, то достоверность контроля можно определить в следующем виде [1]:

$$D = 1 - p_{ош}, \quad (1)$$

где $p_{ош}$ – вероятность ошибочных решений при контроле, равная сумме рисков изготовителя и заказчика:

$$p_{ош} = \alpha + \beta, \quad (2)$$

следовательно

$$D = 1 - \alpha - \beta, \quad (3)$$

где α , β – ошибки 1, 2 рода.

Риск поставщика α : заведомо достаточные знания студентов ошибочно признаются за недостаточные. Учебные планы предыдущих курсов будут напрасно изменены, что повлечет финансовые и временные затраты.

Риск потребителя β : недостаточные знания студентов ошибочно принимаются за достаточные. Получится, что преподаватель не смог донести материал курса до студентов, и его могут признать некомпетентным.

Если отбросить личностные характеристики студентов и представить их как носителей знаний, умений и навыков, то при входном контроле знаний студентов можно применить методы статистического выборочного контроля по альтернативному признаку, аналогичные для технической продукции.

Обозначим следующие параметры:

- номинальное (списочное) количество студентов в группе – размер генеральной совокупности N ;
- количество студентов, пришедших на входной контроль – объем выборки n ;
- количество студентов в группе размером N , не владеющих необходимым объемом базовых знаний – количество брака в генеральной совокупности M ;
- доля студентов в группе размером N , не владеющих необходимым объемом базовых знаний – доля брака q в генеральной совокупности, $q = M/N$;
- максимальное число студентов в выборке, не владеющих необходимым объемом базовых знаний, являющееся критерием для принятия решения о том, что еще нет необходимости корректировать подачу материала – приемочное число A_c .

План контроля – совокупность требований и правил, которые следует соблюдать при решении о приемке партии продукции [2]. Вид плана для выборочного контроля по альтернативному признаку однозначно определяется как (N, n, A_c) [2, 3]. ДСТУ ISO 2859-1-2001 «Плани вибіркового контролю, визначені приймальним рівнем якості для послідовного контролю партій» в данном случае не позволяет выбрать план контроля. Существенными доводами этого являются следующие:

- маленький размер генеральной совокупности (около 30 человек);
- большой (относительно генеральной совокупности) объем выборки и случайность его размера;
- в отличие от входного контроля технической продукции, где риск поставщика α и риск потребителя β задаются непосредственно из экономических показателей и часто нормирова-

ны, при входном контроле знаний студентов значения α и β с затратами связаны косвенно, и, по сути, требуют определения.

Таким образом, целью исследования является определение плана входного контроля знаний студентов, при котором вероятность ошибки принятия неправильного решения ($\alpha + \beta$) будет маловероятной.

Определение плана входного контроля знаний студентов

Для любого плана входного контроля справедливы уравнения [2]:

$$\begin{aligned} P(q_0) &\geq 1 - \alpha, \\ P(q_m) &< \beta, \end{aligned} \quad (4)$$

где q_0, q_m – приемочный и браковочный уровни качества партии соответственно

Тогда, ошибка 1-го рода – это браковка партии с уровнем качества $q < q_0$ (хорошей). Ошибка 2-го рода – приемка партии с уровнем качества $q > q_m$ (не годной).

Вероятность того, что количество студентов m , не владеющих базовыми знаниями, в выборке не превышает приемочное число A_c , равна

$$P(q) = P_0 + P_1 + \dots + P_{A_c} = \sum_{m=0}^{A_c} P_m. \quad (5)$$

Вероятность того, что в выборке объемом n , взятой из генеральной совокупности объемом N , окажется ровно m студентов, не обладающих необходимым объемом знаний, находится из уравнения для гипергеометрического распределения (проверка гипотезы о виде закона распределения производилась помощью критерия согласия χ^2 [4]):

$$P_m = \frac{C_M^m C_{N-M}^{n-m}}{C_N^n}, \quad (6)$$

где $C_M^m = \frac{M!}{m!(M-m)!}$ – число сочетаний из M по m (остальные сочетания вычисляются аналогично).

Следовательно, уравнения плана контроля имеют вид:

$$1 - \alpha = \sum_{m=0}^{A_c} \frac{C_{M_0}^m C_{N-M_0}^{n-m}}{C_N^n} \quad (7)$$

$$\beta = \sum_{m=0}^{A_c} \frac{C_{M_m}^m C_{N-M_m}^{n-m}}{C_N^n} \quad (8)$$

где $M_0 = N \cdot q_0$, $M_m = N \cdot q_m$.

Для определения достоверности входного контроля (вероятности принятия правильного решения) необходимо решить следующие задачи:

1. Определить минимальное число студентов n , которые должны прийти на входной контроль.
2. Определить приемлемый уровень качества q_m .
3. Определить приемочное число студентов A_c .
4. Определить зависимость достоверности входного контроля от значения приемочного числа A_c для различного числа студентов n , пришедших на входной контроль.

Для того чтобы определить достоверность входного контроля (рис. 2) для каждой тестируемой группы преподаватель должен задать процент студентов в группе, владеющих достаточным уровнем знаний по базовым дисциплинам, который будет критерием принятия решения о корректировке рабочей программы. В проектируемой системе необходимо автоматически рассчитывать значение приемочного уровня качества q_0 и рекомендуемый объем выборки n' .

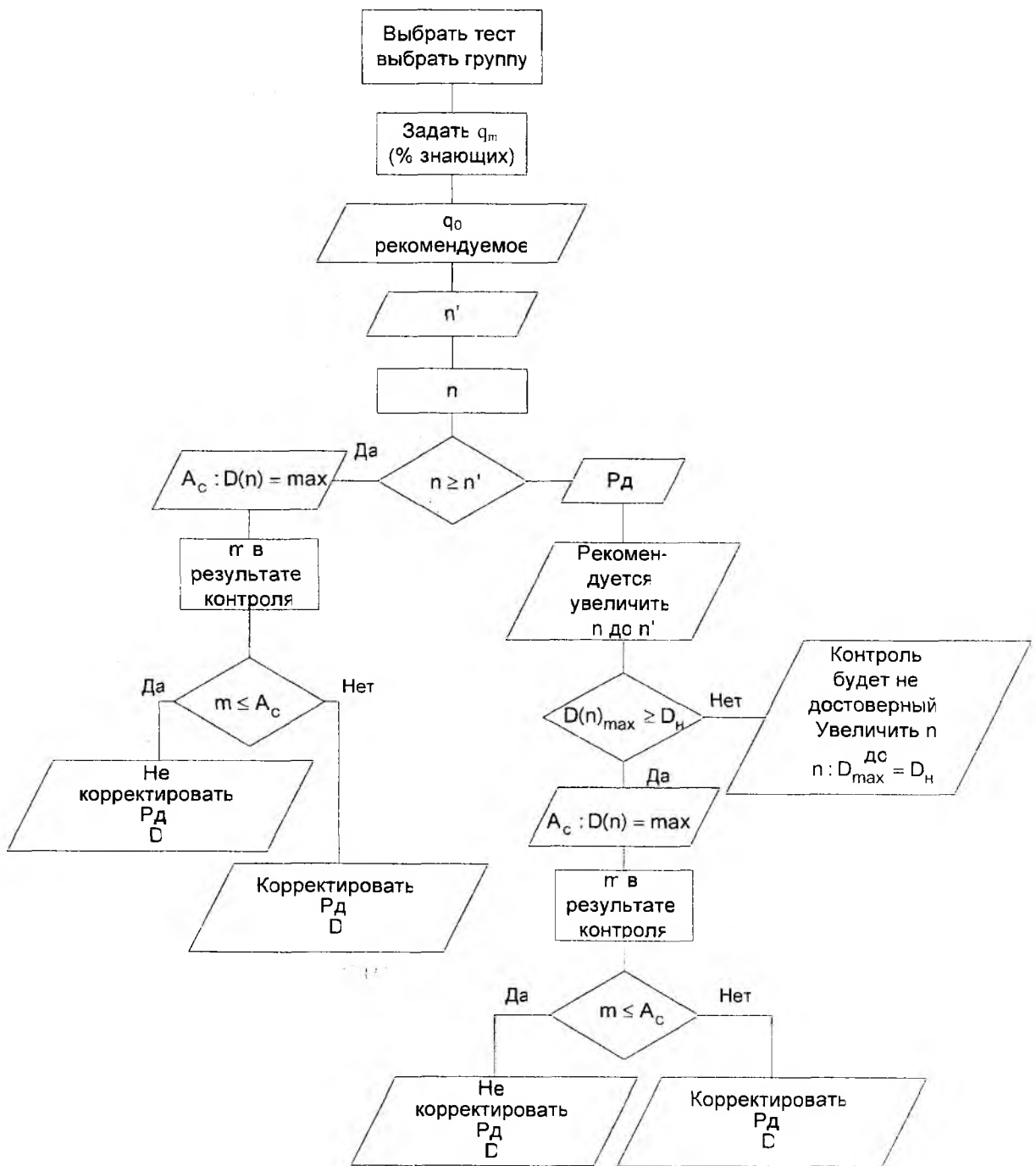


Рис. 2

Математическим ожидание доли не справившихся с тестами студентов в выборке: $M\left(\frac{m}{n}\right)$. Поэтому правило принятия решения при выборочном контроле должно было бы формулироваться следующим образом: при $M\left(\frac{m}{n}\right) \geq q_m$ необходима коррекция рабочей программы; при $M\left(\frac{m}{n}\right) < q_m$ коррекция не нужна. Однако определить $M\left(\frac{m}{n}\right)$ невозможно. Можно установить лишь долю бракованных изделий $\frac{m}{n}$ в конкретной выборке объемом n . Она отличается от $M\left(\frac{m}{n}\right)$ на $\varepsilon \leq t\sigma_{m/n}$ с некоторой доверительной вероятностью [2]. Реко-

мендуется задавать значение $P_{\alpha} = 0,9$. Т.о, рекомендуемый объем выборки n' обеспечит выборочную ошибку ε меньше либо равной заданной с доверительной вероятностью 0,9.

Реальный объем выборки n равен количеству зарегистрировавшихся в этом тесте студентов.

Если $n \geq n'$, то задается такое значение приемочного числа A_c , при котором значение достоверности D для данного объема выборки n принимает максимальное значение.

В результате тестирования определяется количество брака в группе m . Если $m \leq A_c$, то принимается решение о том, что нет необходимости корректировать подачу материала с доверительной вероятностью $P_{\alpha} = 0,9$ и достоверностью $D = D(n)_{max}$. В противном случае, принимается решение о необходимости корректировки подачу материала с доверительной вероятностью $P_{\alpha} = 0,9$ и достоверностью $D = D(n)_{min}$. При этом преподаватель может посмотреть, какие вопросы теста вызвали у тестируемых затруднения, и определить, какие именно модули (вопросы) надо повторять.

Если $n \leq n'$, то рассчитывается доверительная вероятность приемки P_{β} или забраковки группы для такого n и при этом выводится сообщение о том, что рекомендуется увеличить n до n' . Если $D(n)_{max} \leq D_n$, D_n – нормативное значение достоверности (рекомендуется задавать равным 0,8) то выводится сообщение «контроль будет не достоверный, увеличьте объем выборки». Если $D(n)_{max} \leq D_i$, то значение приемочного числа A_c задается аналогично, как и для случая с $n \geq n'$, только приниматься или браковаться группа будет с доверительной вероятностью P_{α} , рассчитанной для данного $n \geq n'$.

Приемочный уровень качества q_0 можно задать исходя из среднего входного уровня дефектности q_{cp} . Средний входной уровень дефектности – математическое ожидание значения уровня дефектности в нескольких партиях, поступающих на контроль, или потоке продукции за определенный интервал времени [2]. С этой целью проводят сплошной контроль определенного числа групп.

Оценку среднего входного уровня дефектности можно получить как отношение общего числа не справившихся с тестами студентов во всех проконтролированных группах к общему числу студентов, т.е.

$$q_{cp} = \frac{\sum_{M=0}^N M \cdot k_M}{\sum_{i=1}^k N_i} \quad (9)$$

где k_M – число групп с M не справившимися с тестами студентами.

Расчет q_{cp} должен производиться для однородных объектов: для различных специальностей, которые в свою очередь делятся на специальности с низким и высоким проходным баллом, для различных дисциплин – технических или основных, с высокой трудностью и гуманитарных или второстепенных для данной специальности, с низкой трудностью, для различных курсов – младших и старших.

Для получения среднего входного уровня дефектности использовались данные о сплошном входном контроле 200 групп 1–5 курсов 47 дисциплин Харьковского национального университета радиотехники за 2008 год. В табл. 1 представлен фрагмент результатов сплошного входного контроля, рассчитанные средние входные уровни дефектности и средние приемочные числа для указанных дисциплин.

Из таблицы видно, что даже на одном курсе, в одних и тех же группах получается большой разброс q_{cp} по разным дисциплинам. Потому, q_{cp} необходимо рассчитывать для каждой дисциплины отдельно.

		HTML	Почта	Интернет	Браузеры	Поиск	FTP	Σ
	<i>n</i>	22	23	20	24	24	23	136
КИ-08-1	<i>m</i>	2	1	1	1	3	0	8
	<i>n</i>	21	21	21	21	22	21	127
КИ-08-2	<i>m</i>	3	2	0	2	1	0	8
	<i>n</i>	24	22	23	26	23	23	141
КИ-08-3	<i>m</i>	9	6	6	4	7	5	37
	<i>n</i>	25	28	25	29	24	23	154
КИ-08-4	<i>m</i>	10	5	7	8	3	5	38
	<i>n</i>	20	20	20	21	20	20	121
КИ-08-5	<i>m</i>	3	1	0	1	6	0	11
	<i>n</i>	25	27	23	27	27	26	155
КИ-08-6	<i>m</i>	6	4	1	3	7	1	22
	<i>n</i>	137	141	132	148	140	136	834
Σ	<i>m</i>	33	19	15	19	27	11	124
$q_{\text{ср}}$		0,241	0,135	0,114	0,13	0,192	0,08	

Если правило принятия решения заменить на практически реализуемое – при $\frac{m}{n} \geq q_i$ требуется коррекция программы, при $\frac{m}{n} < q_i$ коррекция не нужна, то оно будет справедливо с вероятностью, соответствующей

$$t = \frac{\varepsilon}{\sigma_{m/n}} \quad (10)$$

Если эта вероятность задана ($P_0 = 0,9$) и установлена точность, с которой допускается замена $M\left(\frac{m}{n}\right)$ на $\frac{m}{n}$ (по умолчанию $\varepsilon = 0,1$), то из последнего выражения можно найти необходимый объем выборки n .

При входном контроле знаний студентов дисперсия доли студентов в выборке не справившихся с тестами соответствует:

$$D\left(\frac{m}{n}\right) = \frac{1}{n^2} D(m) = \frac{q(1-q)}{n} \cdot \frac{N-n}{N-1}. \quad (11)$$

Отсюда необходимый объем выборки находится из условия [2, 5]:

$$\varepsilon = t \sqrt{\frac{q(1-q) \cdot (N-n)}{n(N-1)}} \quad (12)$$

Объем выборки для конечной генеральной совокупности:

$$n = \frac{n_0 N}{n_0 + (N-1)} \quad (13)$$

где $n_0 = \frac{t^2 q(1-q)}{\varepsilon^2}$.

Входящая в формулу доля не справившихся с тестами студентов q в группе не может быть известна. Это предполагает необходимость использования некоторой априорной информации. Обычно исходят из того, какой эта доля была примерно в тех же условиях. Если доля признака в генеральной совокупности q заранее неизвестна, для определения объема выборки следует задать $q = 0,5$, чтобы исключить недооценку объема выборки, т.к. тогда достигается максимальное значение числителя.

Например, для того чтобы можно было охарактеризовать группу из 27 человек достаточно, чтоб на входной контроль явилось 20 человек. Предельная ошибка выборки с вероятностью 0,9 не будет превышать 0,1.

Зависимость достоверности входного контроля знаний студентов от значения приемочного числа A_c для различного числа студентов n , пришедших на входной контроль, представлена на рис. 3.

Например, достоверность (правильность) выбора $A_c = 6$ для объема выборки $n = 20$, который обеспечит $\epsilon \leq 0,1$ с $P_0 = 0,9$ равна 0,92.

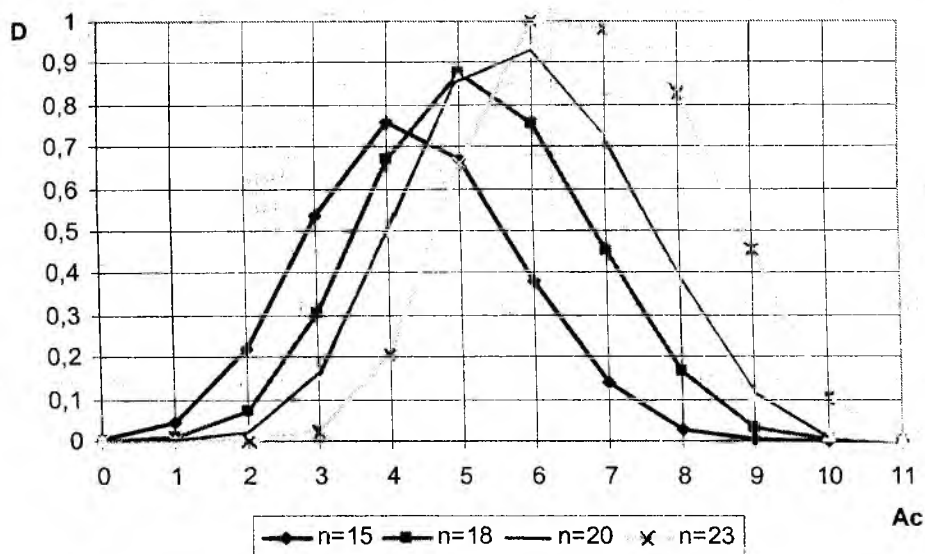


Рис. 3

Выводы

1. Разработанный метод позволяет правильно (с заданной вероятностью) реализовать критерий принятия решения при внутреннем управлении процессом образования с ограниченной выборкой партии тестируемых.

2. Данный метод оценки достоверности входного контроля знаний студентов является достаточно гибким и открытым к адаптации под новые условия.

3. Предложенный метод оценки достоверности входного контроля предполагает использование «идеальных тестов», как инструмента оценки знаний.

4. В дальнейшем предполагается исследование свойств и параметров тестов (трудность заданий, границы абсолютной успеваемости, время получения контролируемых (остаточных) знаний) для определения их влияния на достоверность выполнения предлагаемых критериев принятия решения, как по внутреннему, так и по внешнему управлению учебного процесса.

Список литературы: 1. Иванов Ю. П. Контроль и диагностика измерительно-вычислительных комплексов. СПб. СПбГУАП, 2004. 98 с. 2. Шишкин И. Ф. Прикладная метрология. М.: РИЦ «Татьянин день», 1993. 150 с. 3. ДСТУ ISO 2859-1-2001 Статистичний контроль. Вибірковий контроль за альтернативною ознакою. Частина 1. Плани вибіркового контролю, визначені приймальним рівнем якості для послідовного контролю партій. 4. Вадзинский Р. Статистические вычисления в среде Excel. Библиотека пользователя. СПб. Питер, 2008. 608 с. 5. Левин Д. М. Статистика для менеджеров с использованием Microsoft Excel. М. Вильямс, 2004. 1312 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 05.06.2009

ВЫДЕЛЕНИЕ ЗНАЧИМЫХ ПРИЗНАКОВ ЭЛЕКТРОЭНЦЕФАЛОГРАММ**Введение**

Основными параметрами, характеризующими сигналы типа электроэнцефалограмм (ЭЭГ), являются частота, амплитуда и фаза. Поскольку ЭЭГ представляет собой нестационарный случайный процесс [1], на различных участках его реализации встречаются волны различных частот. Диагностика нервной системы в настоящее время осуществляется по так называемым частотным ритмам. Под понятием «ритм» на ЭЭГ подразумевается определенная полоса частот сигнала биоэлектрической активности, соответствующая некоторому состоянию мозга. Наиболее важные характеристики ритмов ЭЭГ взрослого бодрствующего человека приведены в табл. 1 [2].

Таблица 1

Ритмы ЭЭГ взрослого бодрствующего человека			
Ритм	Частота (Гц)	Амплитуда (мкВ)	Длительность (мс)
α	8÷13	до 100	
β	14÷40	до 15 в норме 3÷7	
Виды активности, патологические для взрослого бодрствующего человека			
δ	0,5÷3	превосходит 40 мкВ, достигая при некоторых патологических состояниях 300 мкВ и более	
θ	4÷6	—«—	
Эпифеномены			
Пик (спайк)		может достигать сотен - тысяч	5÷50
Острая волна		может достигать сотен - тысяч	80÷120

Возможность представления ЭЭГ в форме колебательного процесса, в котором можно выделить определенные доминирующие гармоники, является доказательством того, что функционирование определенных групп нейронов мозга происходит синхронно. В противном случае сумма миллионов или даже миллиардов электрических потенциалов отдельных нервных клеток представляла бы собой квазибелый шум. Таким образом, суммарная ЭЭГ отражает функциональную активность мозга, изменения которой находят однозначное отражение в виде изменения характера ритмов, поэтому в современных исследованиях показатели ЭЭГ являются одними из важнейших при оценке уровня функциональной активности в клинической нейрофизиологии и психофизиологии [2]. Широкие перспективы в проблеме анализа ритмов ЭЭГ и использования полученных результатов в медицинской диагностике открывают радиотехнические методы обработки случайных сигналов [3], которые рассмотрены в данной работе.

Методы обработки ЭЭГ

Визуальный анализ ЭЭГ и измерения ее параметров с помощью циркуля и линейки оказывается недостаточным для выявления информации, которую несет сложная картина биопотенциалов мозга. Кроме того, визуальный анализ является субъективным. ЭЭГ представляет собой процесс, обусловленный суммацией электрических потенциалов, генерируемых многими миллионами нейронов, в связи с этим ее спектр оказывается чрезвычайно сложным и широким. Достаточно точно спектр мощности ЭЭГ может быть оценен только методами

спектрального анализа [4-6]. Важно отметить, что большинство методов разработано для стационарных случайных процессов, к классу которых ЭЭГ не относится [7, 8].

Особенностью измерения характеристик ЭЭГ является отсутствие ансамбля реализаций, что является необходимым условием анализа. Это обусловлено невозможностью создать абсолютно одинаковые условия для наблюдений, поскольку ЭЭГ характеризуется значительной вариабельностью в зависимости от внешних факторов и состояния организма. Применение алгоритмов обработки стационарных сигналов для ЭЭГ можно считать переходом от одной формы отображения информации к другой, более компактной и информативной. Фактически, от случайного сигнала мы переходим к случайным спектру и корреляционной функции. Кроме того, оценка параметров процесса является скорее качественной, чем количественной. Для электроэнцефалографии нет каких-либо нормативных таблиц основных параметров сигнала, в отличие от электрокардиографии и миографии. Параметры сигнала варьируются для различных ЭЭГ в довольно широких пределах и при этом могут быть отнесены как к норме, так и к патологии, что вносит элемент субъективизма и повышает вероятность ошибок [2, 4]. Таким образом, важной становится задача получения устойчивых, диагностических подтвержденных количественных характеристики нестационарного процесса типа ЭЭГ по результатам измерения отдельной реализации.

Спектральные методы обработки ЭЭГ

Как правило, обработка ЭЭГ начинается с фильтрации. Информативной является полоса частот $0,5 \div 40$ Гц [2,4] (иногда добавляется полоса $40 \div 70$ Гц – так называемый высокочастотный β -ритм). На рис. 1 приведена ЭЭГ взрослого здорового человека. Спектр этой реализации приведен на рис. 2.

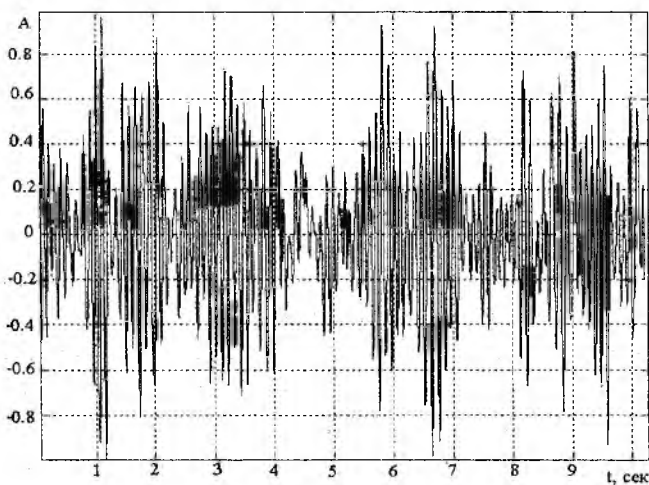


Рис. 1

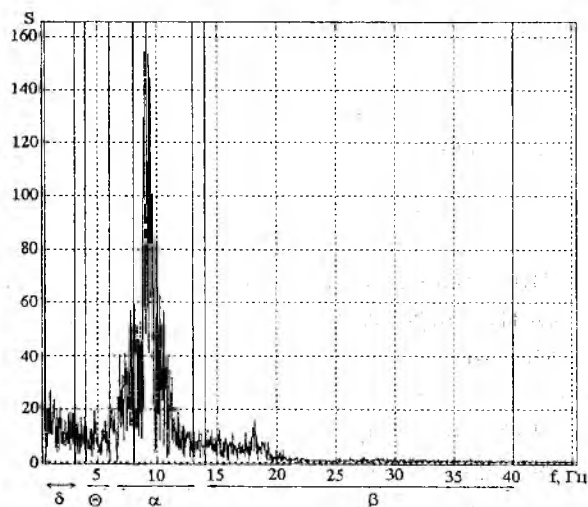


Рис. 2

Пренебрегая нестационарностью ЭЭГ, можно применить параметрические модели для построения спектра. Классические методы спектрального анализа обладают недостаточной разрешающей способностью и не позволяют разделить частоты, которые находятся достаточно близко (на рис. 2 – составляющие спектра на частотах от 8,5 до 9,5 Гц). Вместе с тем, выделение близко расположенных частот является важным при анализе ЭЭГ так как, например, наличие двух или более независимых пиков альфа-ритма указывает на заболевание центральной нервной системы.

В параметрических алгоритмах анализируемому случайному процессу ставится в соответствие модель временного ряда. Обычно принимается, что модель возбуждается белым шумом и основана на рациональных функциях (полиномах). Выходные процессы в этой модели описываются с помощью параметров модели и дисперсии белого шумового процесса.

Задача состоит в том, чтобы сначала определить (задать) порядок модели и затем найти ее параметры.

Авторегрессионная модель временного ряда, которая аппроксимирует анализируемый процесс, описывается следующим линейным разностным уравнением [9]:

$$x[n] = -\sum_{k=1}^p a[k]x[n-k] + u[n],$$

где $x[n]$ – последовательность на выходе каузального фильтра; $u[n]$ – входная возбуждающая последовательность.

Одна из разновидностей авторегрессионного метода, так называемый модифицированный ковариационный метод [9], обеспечивает наилучшие результаты при наличии в данных синусоидальных компонент.

По вычисленным оценкам авторегрессионных параметров определяется авторегрессионная оценка спектральной плотности мощности на частоте f как

$$P_{AR}(f) = \frac{\Delta t \rho_{\omega}}{\left| 1 + \sum_{n=1}^p a[n] \exp(-j2\pi f n \Delta t) \right|^2},$$

где Δt – интервал дискретизации временной выборки; ρ_{ω} – дисперсия белого шума.

На рис. 3 приведен пример расчета спектра ЭЭГ (реализация ЭЭГ на рис. 1) с помощью модифицированного ковариационного метода. Резкое уменьшение сопутствующих спектральных компонент в случае модифицированного ковариационного метода, затрудняющих анализ спектрограмм с помощью классических методов спектрального оценивания, позволяет с более высокой достоверностью определить частоту и относительные амплитуды отдельных ритмов, что весьма важно для диагностики. На рис. 3 четко видны четыре близко расположенных пика в диапазоне α -ритма.

Повторимся, что параметрические модели базируются на предположении о стационарном характере процесса (исключение составляют нестационарные процессы, описываемые моделью авторегрессии – проинтегрированного скользящего среднего [10]), следовательно, использование параметрических моделей дает средние оценки спектров.

Спектрально-временные методы обработки ЭЭГ

Для описания нестационарных процессов широко применяется вейвлет-преобразование. На рис. 4 приведены результаты вейвлет-преобразования реализации на рис. 1 с помощью вейвлета Морле, на которых отчетливо выражена нестационарность ЭЭГ. Очевидно, что этот метод содержит большие возможности для исследования ЭЭГ.

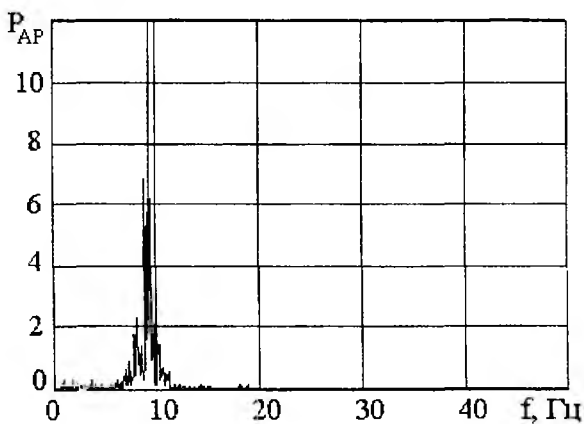


Рис. 3

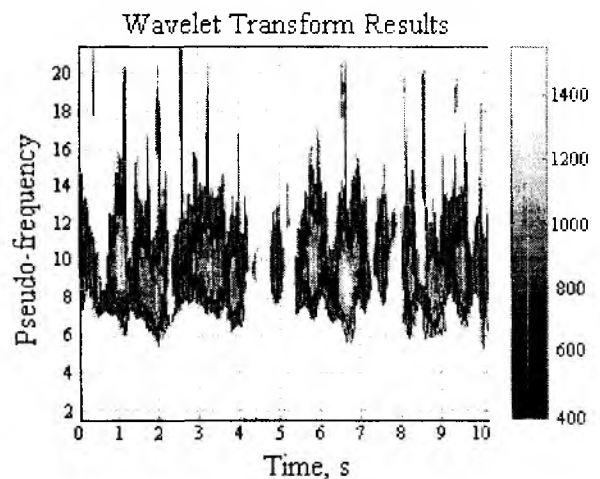


Рис. 4

Вейвлет-преобразование (ВП) является разновидностью спектрального анализа, в котором роль простых колебаний играют функции особого рода, называемые вейвлетами. ВП обеспечивает частотно-временное представление сигналов и разработано для преодоления некоторых проблем оконного преобразования Фурье, связанных с недостаточным разрешением [11].

Вейвлеты имеют явные преимущества перед рядами Фурье, как в общем и точном представлении функций, так и их разнообразных локальных особенностях. Они представлены намного более разнообразным набором типов, чем единственная синусоидальная функция в рядах Фурье.

Сигнал $s(t)$ представляется в виде взвешенной суммы простых составляющих – базисных функций $\psi_k(t)$, помноженных на коэффициенты C_k :

$$s(t) = \sum_k C_k \psi_k(t).$$

Понятие частоты классического спектрального анализа здесь заменено масштабом, кроме того введен сдвиг функций во времени.

Полученный график (рис. 4) показывает, что мощность сигнала в основном сосредоточена в полосе α -ритма. Вейвлет-анализ позволяет численно охарактеризовать продолжительность и смену основных физиологических ритмов, проследить за изменением частоты во времени в пределах каждого ритма. Кроме того, он позволяет проследить распределение мощности по частотным диапазонам. Но в клинической диагностике этот метод еще не нашел широкого применения, т.к. является довольно трудным для понимания и использования электроэнцефалографистом [12].

Возможность применения к анализу ЭЭГ фазово-частотного преобразования Гильберта показана в [13]. Данный метод обеспечивает измерение мгновенной частоты сигнала, тем самым позволяет учесть нестационарность процесса.

Фазово-частотный метод основан на представлении случайного процесса $p(t)$ в виде [14, 15]:

$$p(t) = A(t) \cos \varphi(t). \quad (1)$$

Таким образом, случайный процесс $p(t)$ рассматривается как гармоническое колебание, модулированное по амплитуде и фазе случайными функциями $A(t)$ и $\varphi(t)$.

Связь между $A(t)$, $p(t)$ и $\varphi(t)$ устанавливается с помощью интегральных преобразований Гильберта

$$p(t) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{g(\tau)}{\tau-t} d\tau \quad \text{и} \quad g(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{p(\tau)}{\tau-t} d\tau.$$

Функция $g(t)$ является сопряженным процессом по отношению к $p(t)$.

Огибающая процесса $A(t)$ и фаза $\varphi(t)$ определяются следующим образом:

$$A(t) = \sqrt{p^2(t) + g^2(t)}, \quad \varphi(t) = \arctg \frac{g(t)}{p(t)}. \quad (2)$$

Представление случайного процесса в виде (1) легко интерпретировать для узкополосных процессов. В этом случае большую наглядность приобретает понятие огибающей. Кроме того, можно определить мгновенную частоту процесса с помощью соотношения

$$f_{\text{мгн}} = \frac{1}{2\pi} \left| \frac{d\varphi(t)}{dt} \right|. \quad (3)$$

ЭЭГ является широкополосным процессом и в этом случае понятие огибающей не имеет четкого физического смысла [14, 15]. В то же время анализ функции $\varphi(t)$ позволяет получить некоторую дополнительную информацию о стабильности частотных характеристик, времени стационарности и характере переходных режимов в колебательном процессе [13].

Введение для широкополосных процессов понятия текущей частоты дает возможность охарактеризовать продолжительность и частоту смены характерных колебаний (ритмов в

случае ЭЭГ) в исследуемом процессе. Этот метод часто встречается в научных статьях, особенно для выделения низкочастотных составляющих ЭЭГ.

Расчет мгновенной частоты ЭЭГ здорового бодрствующего человека приведен на рис. 5.

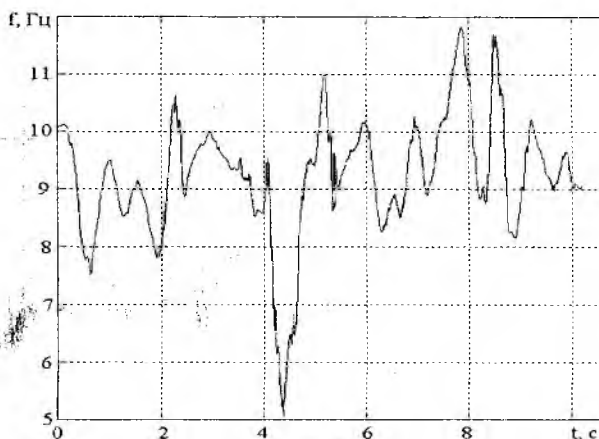


Рис. 5

Метод определения симметрии ЭЭГ

ЭЭГ в значительной степени однородна для всего мозга и симметрична. Одним из основных критериев при анализе ЭЭГ является симметрия [2]. Под симметричностью ЭЭГ понимается существенное совпадение частот, амплитуд и фаз сигналов, полученных от симметричных областей двух полушарий мозга. Выявив наличие межполушарной асимметрии ЭЭГ, можно установить локализацию патологических процессов [2, 4]. Используемый в диагностике коэффициент асимметрии сравнивает отношение мощностей правого и левого полушарий и не учитывает фазовые и частотные отличия сигналов полушарий.

Введем параметр, учитывающий различие не только мощностей сигналов правого и левого полушарий, но и их фазовые и частотные отличия. Методика его вычисления заключается в следующем. Определим разность ЭЭГ симметричных отведений и их сумму. Затем построим на одном графике спектр суммы и спектр разности. Исходя из линейности преобразования Фурье [16] проявление симметричности будет состоять в том, что спектр суммарного процесса должен значительно превосходить спектр разностного процесса. При отсутствии симметричности спектр разностного процесса соизмерим со спектром суммы.

Результаты расчетов в соответствии с данной методикой приведены на графиках (рис. 6, где приведены модули спектральной плотности суммарного (точки) и разностного процессов (сплошная), показывающие различную степень симметричности ЭЭГ ($a - K_{сим} = 0,99$ симметрия отсутствует, $b - K_{сим} = 3,34$ симметрия имеет место). Видно, что амплитудный спектр суммарного процесса ЭЭГ здорового человека значительно превышает спектр разностного. Для ЭЭГ с патологией спектры оказываются соизмеримыми, что является результатом асимметрии функционирования полушарий [17].

Введем коэффициент симметричности $K_{сим} = \frac{S_{сум}}{S_{раз}}$, где $S_{сум}$ — площадь под кривой спектральной плотности суммарного процесса, $S_{раз}$ — площадь под кривой спектральной плотности разностного процесса.

По величине $K_{сим}$ можно судить о степени симметричности двух отведений. При $K_{сим} \geq 3$ симметрия высокая; если $1,7 < K_{сим} < 3$ — умеренная; при $K_{сим} < 1,7$ — слабая.

Таким образом, определение спектральной плотности суммы ЭЭГ симметричных отведений и их разности окажет специалисту существенную помощь в диагностике. Этот метод является очень наглядным, для его использования совсем не обязательно иметь представление о спектральном составе. Данный метод может использоваться при диспансеризации.

С его помощью даже специалист среднего звена может отсеивать пациентов с отсутствием симметричности ЭЭГ и направлять их к специалисту [17].

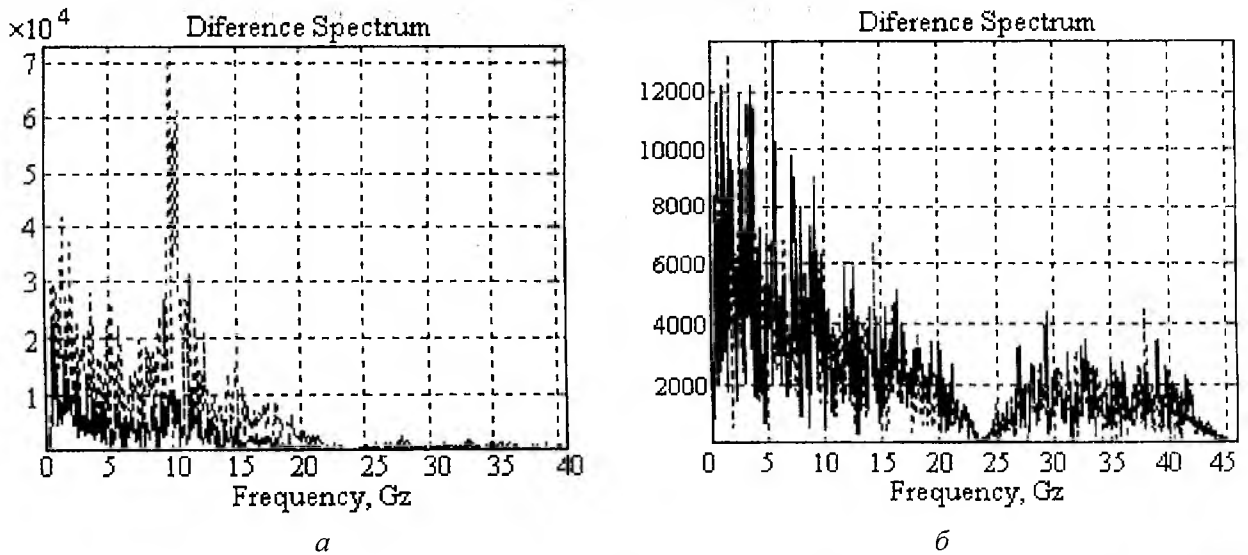


Рис. 6

Выводы

В настоящее время отсутствует единый универсальный численный метод, который позволил бы решить проблему диагностики патологии головного мозга по результатам анализа ЭЭГ, что обуславливается сложным характером и нестационарностью ЭЭГ-сигнала. Поэтому для диагностики ЭЭГ необходимо применять комплекс численных методов, разработанных в радиотехнике для анализа случайных сигналов.

Параметрические оценки спектра, полученные при моделировании ЭЭГ процессами авторегрессии, характеризуются более высокой точностью и разрешением по сравнению с периодограммным методом.

Метод вейвлет-преобразования дает возможность численно характеризовать продолжительность и смену основных физиологических ритмов, а также проследить за изменением интенсивности спектра во времени в пределах каждого ритма. Однако применение параметрического и вейвлет-методов в клинической диагностике ограничено их сложностью для электроэнцефалографиста.

Фазово-частотный метод анализа ЭЭГ также позволяет проследить за динамикой изменения ЭЭГ, численно охарактеризовать продолжительность и смену основных физиологических ритмов, проследить за изменением частоты во времени в пределах каждого ритма. По сравнению с вейвлет-преобразованием он обладает большей чувствительностью к выявлению быстрых изменений частоты. Кроме того, он прост и нагляден. Отметим недостаток этого метода – способность выделения только одной высокоамплитудной компоненты из континуума частот, которые имеют место в анализируемом коротком отрезке выборки сигнала.

Одним из основных диагностических критериев при анализе ЭЭГ является симметрия. Сравнение спектральной плотности суммы ЭЭГ симметричных отведений и их разности позволяет легко определить наличие симметрии или ее отсутствие.

Список литературы: 1. Шишкин С.Л., Бродский Б.Е., Дарховский В.С., Каплан А.Я. ЭЭГ как нестационарный сигнал: подход к анализу на основе непараметрической статистики // Физиология человека. 1997. Т. 23, №4. С. 124–126. 2. Зенков Л.Р. Клиническая электроэнцефалография (с элементами эпилептологии). Руководство для врачей. М.: МЕДпрессинформ, 2004. 368 с. 3. Харченко О.И. Методы частотного и временного анализа в системах обработки случайных сигналов типа электроэнцефалограмм. Дис... канд техн. наук. Харьков: ХНУРЭ, 253 с. 4. Зенков Л.П., Ронкин М.А. Функциональная диагностика нервных болезней: Руководство для врачей. М.: Медицина, 1991. 640с. 5. Биопотенциалы мозга человека. Математический анализ / Под ред. В.С. Русинова. М.: Медицина, 1987. 256с. 6. Сергеев Г.А., Павлова Л.П., Романенко А.Ф. Статистические методы исследования электроэнцефалограммы человека. М.: Наука, 1968.

207с. 7. *Баскаков С.И.* Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник. М.: Высш. шк., 1983, 536с. 8. *Волощук Ю.І.* Сигнали та процеси у радіотехніці: Підручник для студентів вищих навчальних закладів. Т. 1. Харків: "Компанія СМІТ", 2003. 445с. 9. *Марпл мл. С.Л.* Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. М.: Мир, 1990. 584с. 10. *Бокс Дж., Дженкинс Г.* Анализ временных рядов. Прогноз и управление. Вып. 1 / Пер. с англ. М.: Мир, 1974. 406с. 11. *Дьяконов В.П.* Вейвлеты. От теории к практике. М.: СОЛОН-Р, 2002. 429с. 12. *Сидоренко А. В., Войтикова М.В.* Вейвлет-анализ электроэнцефалографических сигналов в условиях микроволнового излучения // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. 2004. № 5–6. С. 50–57. 13. *Девятков Н.Д., Гриндель О.М, Харченко И.Ф. и др.* Исследование неустойчивости временных характеристик ЭЭГ человека методом фазово-частотного анализа // Вестник АМН СССР. М.: Медицина. 1973. 45 с. 14. *Тихонов В.И.* Статистическая радиотехника. М.: Сов. радио, 1966. 678с. 15. *Гоноровский И.С.* Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Сов. радио, 1966. 439 с. 16. *Харкевич А.А.* Спектры и анализ. М.: Гос. изд-во физ.-мат. лит., 1962. 234с. 17. *Харченко О.І., Волощук Ю.І., Сухорук В.І., Забродіна Л.П., Чумаков В.І. І.* Спосіб оцінки ступеня міжпівкульової асиметрії біоелектричних потенціалів мозку / Патент на корисну модель №36747, номер заявки u2008 05745, 10.11.2008, бюл. №21.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегію 03.06.2009

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ РЕЖИМОВ ГЕРМЕТИЗАЦИИ И КОНТРОЛЯ ГЕРМЕТИЧНОСТИ КОРПУСОВ ДАТЧИКОВ ДЛЯ ИЗДЕЛИЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Вступление

Определяющей тенденцией в конструировании современной радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) является комплексная миниатюризация всех ее устройств, включая датчики. Комплексная миниатюризация в основном базируется на интегральной микроэлектронике, позволяющей создавать узлы, блоки и системы различного назначения с высокой степенью функциональной сложности при условии соблюдения требуемой надежности и относительно малых размеров этой аппаратуры. Для обеспечения надежности функционирования изделий РЭА и предотвращения воздействия внешних факторов, таких как влажность, повышенное давление, фоновое излучение, электромагнитные помехи, а также обеспечения заданного рабочего температурного режима применяют общую вакуумно-плотную герметизацию и заполнение внутреннего объема корпуса датчика нейтральным газом или смесью газов [1].

Требуемая высокая надежность и долговечность изделий РЭА в значительной мере определяется технологичностью конструкции корпусов датчиков и качеством их герметизации. При этом степень герметичности должна быть не хуже $5 \cdot 10^{-5}$ л*мкм рт.см/с., в качестве материалов для изготовления корпусов датчиков используют стали 12Х18Н10Т, 36НХТЮ, титан ВТ1-0 или ковар 29НК, а требуемая герметичность обеспечивается импульсной лазерной сваркой [2].

Описание лабораторной установки и методики проведения исследований

Для проведения комплексных научно-исследовательских работ по определению оптимальных режимов герметизации корпусов датчиков лазерной сваркой в ГП НИЦНТМТ (г.Харьков) были изготовлены различные типы макетов корпусов из стали 36НХТЮ ГОСТ 10994-88, детали которых показаны на рис. 1–3. Предварительно они подвергались специальной термообработке: закалка – нагрев до температуры $950^{\circ}\text{C} \pm 10^{\circ}\text{C}$, выдержка – 3 часа, затем охлаждение в воде; отпуск – нагрев до температуры $650^{\circ}\text{C} \pm 10^{\circ}\text{C}$, выдержка – 3 часа [3].

Корпус макета датчика 1 типа был выполнен в виде пустотелых крышек $\text{Ø}25$ мм, сваренных по кромкам, причем кромки крышек под сварку в сечении представляли собой прямоугольник $0,4 \times 0,5$ мм, а в одной из крышек корпуса было предусмотрено отверстие $\text{Ø}2$ мм для контроля качества сварного шва на герметичность.

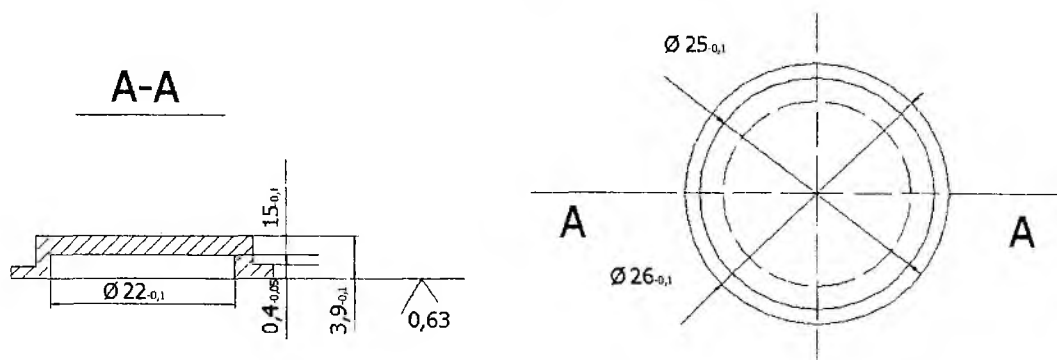


Рис. 1. Крышка

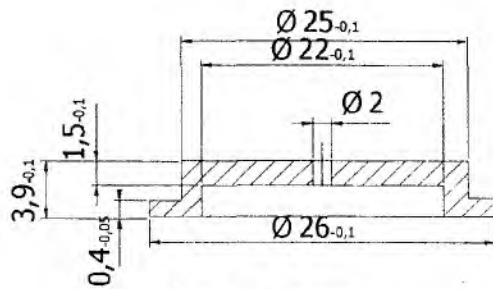


Рис. 2. Крышка

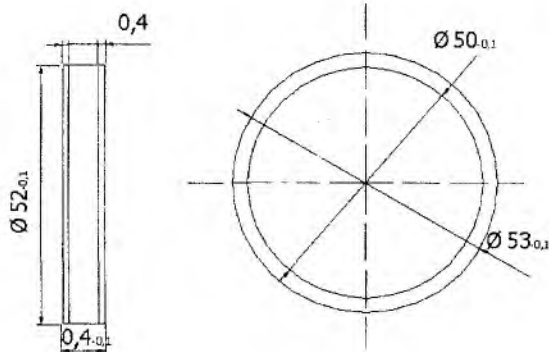


Рис. 3. Кольцо

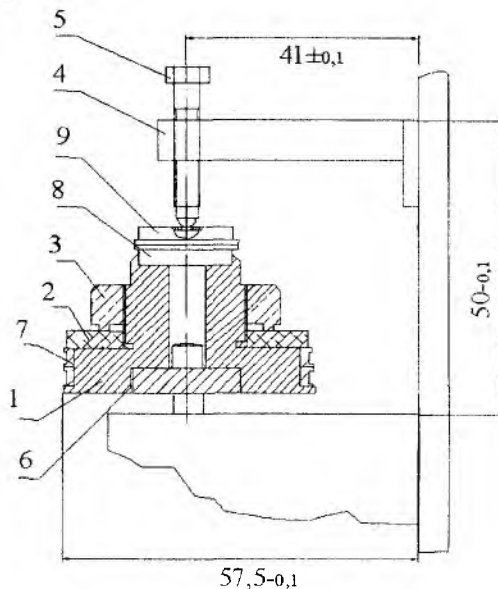


Рис. 4. Конструкция устройства для лазерной сварки кольцевых швов корпусов ДА на установке «Квант-15»

Корпус макета датчика 2 типа конструктивно был выполнен в виде двух колец $\text{Ø}52$ мм, сваренных по кромкам корпуса сечением $0,4 \times 0,5$ мм.

Работы по определению оптимальных технологических режимов лазерной сварки корпусов макетов датчиков 1 и 2 типа согласно разработанной методике проводились на лазерной технологической установке «Квант-15» с помощью специального приспособления, обеспечивающего сварку кольцевых швов корпусов макетов датчиков. Конструкция приспособления приведена на рис. 4, где 1 – корпус; 2 – шайба; 3 – гайка; 4 – кронштейн; 5 – болт; 6 – пружина; 7 – кольцо; 8 – крышка; 9 – крышка; 10 – привод.

Приспособление устанавливалось на шестерне стандартного привода подвижного координатного стола установки «Квант-15» и функционировало следующим образом. В корпус 1 приспособления помещали крышки 8 и 9, причем зазор между кромками крышек обеспечивался болтом 5 с шариком и не превышал $0,05$ мм. Для сварки корпусов макетов датчиков 2 типа на посадочное место корпуса 1 устанавливались свариваемые кольца 7 макета датчика. С помощью гайки 3 через шайбу 2 указанные кольца сжимались, обеспечивая зазор не более $0,05$ мм. Приспособление вместе с размещенными на нем корпусами макетов датчиков приводилось во вращении с помощью стандартного привода установки «Квант-15» с обеспечением необходимой для сварки скорости. Совмещение оси лазерного луча со свариваемыми кромками корпусов макетов датчиков, а также регулировка фокусного расстояния осуществлялась подвижным координатным столиком установки «Квант-15».

Подбор оптимальных режимов лазерной сварки производился по действующей технологии на лазерной установке «Квант-15» в защитной среде аргона – марки А ГОСТ 10157-93 при следующих постоянных параметрах:

Емкость накопителя, мкФ.....	2400
Частота излучения, Гц.....	10
Длительность излучения, мС.....	4
Фокусное расстояние, мм.....	100
Расход аргона, л/мин.....	6

Качество швов проверялось визуально с помощью микроскопа МБС-2, а герметичность – телеискателем ПТИ-10.

Визуальный осмотр качества шва после сварки показал, что его поверхность слегка чешуйчатой формы, имеет чистый металлический блеск, что свидетельствует об удовлетворительной защите шва инертным газом и достаточном перекрытии сварных точек. На поверхности шва отсутствуют окислы, трещины, непровары, раковины и другие дефекты.

Для проверки на герметичность корпуса макетов датчиков устанавливались в приспособление, которое подсоединялось к телеискателю ПТИ-10 и при достижении разрежения $8 \cdot 10^{-2}$ мм рт.ст они с наружной стороны обдувались гелием.

Результаты исследований приведены в таблице.

В процессе контроля герметичности корпусов макетов датчиков течей не обнаружено.

Тип корпуса датчика	Номер корпуса датчика	Напряжение на накопителе, В	Скорость сварки, мм/мин	Параметр светового пятна в ед. по лимбу	Примечание
1	1	580	120	11	Ширина шва больше нормы (толщина кромок) Недостаточная глубина провара 0,2-0,3 мм Шов соответствует норме То же Ширина шва больше нормы Шов соответствует норме То же Шов больше нормы по ширине и глубине провара То же
	2	500	80	8	
	3	650	100	10	
	4	600	120	8	
	5	700	120	12	
	6	700	120	14	
	7	600	120	8	
	8	600	120	8	
	9	700	120	16	
	10	700	120	16	
2	1	500	80	8	Недостаточная глубина провара Шов соответствует норме То же -
	2	600	120	11	
	3	550	100	8	
	4	550	80	4	

Выводы

1. В процессе проведения комплексных научно-исследовательских работ экспериментально установлена возможность получения качественных сварных соединений корпусов макетов датчиков стали 36НХТЮ с помощью импульсной лазерной сварки.

2. С использованием корпусов макетов датчиков, выполненных из стали 36НХТЮ, имеющих толщины свариваемых кромок 0,4 мм и высоту 0,5 мм, установлены оптимальные технологические режимы лазерной сварки на установке «Квант-15»:

- напряжение накопителя, В 600-650
- скорость сварки, мм/мин 100-120
- диаметр светового пятна, мм 0,7-0,8
- длительность импульса, мс 4
- частота импульсов, Гц 10

3. При проведении импульсной лазерной сварки необходимо использовать объективы с фокусным расстоянием 100 мм с подачей в зону сварки аргона (4-6 л/мин)

Список литературы 1. Львович Я.Е., Фролов В.Н. Теоретические основы конструирования, технологии и надежности РЭА. М.: Радио и связь, 1986. 192с. 2. Лазерная и электронно-лучевая обработка материалов: Справочник / Н.Н. Ракалин, А.А. Углов, И.В. Зуев, А.Н. Кокора. М.: Машиностроение, 1985. 496 с 3. Котух В.Г. Экспериментальные исследования технологических режимов герметизации корпусов микроблоков радиоэлектронной аппаратуры // Технология приборостроения. 1998. №1. С. 27-30.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники,
ГП НИЦНТМТ (г. Харьков)*

Поступила в редколлегию 05.09.2009

Ю. Т. ЖОЛУДОВ, канд. фіз.-мат. наук, Д. В. СНИЖКО, канд. техн. наук.

Є.А. КУКОБА, канд. фіз.-мат. наук, О. М. БІЛАШ, М. М. РОЖИЦЬКИЙ, д-р фіз.-мат. наук

ЕЛЕКТРОХЕМІЛЮМІНЕСЦЕНТНИЙ АНАЛІЗАТОР ЕЛАН-3D ДЛЯ БІОМЕДИЧНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ

Вступ

Люмінесцентні та електрохімічні методи аналізу посідають провідне місце у медичних, лабораторних та клінічних дослідженнях. Сукупність таких факторів, як легкість автоматизації, простота методик, низька собівартість, високі метрологічні показники обумовлюють пріоритет при обранні того чи іншого аналітичного методу. Серед люмінесцентних методів дослідження широко поширеним є метод хемілюмінесцентного аналізу, що зумовлено його високою чутливістю. Оскільки аналітичним сигналом є світло, що виникає під час хімічної реакції з участю речовини, що досліджується (аналіта), то можливе детектування відгуку системи на рівні одиниць фотонів за секунду [1]. До недоліків метода можна віднести неможливість керування аналітичною реакцією, а саме, після додавання реагентів відразу виникаюча хімічна реакція йде некеровано, тому частіше за все реагенти додаються безпосередньо в детекторну зону, що ускладнює конструкцію апарату. У відмінність від цього електрохімічні (ЕХ) методи, насамперед, вольтамперометричні, дозволяють проводити аналіз за програмою, що повністю визначається експериментатором. Це забезпечує можливість повторювати експеримент та отримувати відтворювані результати [2]. Досягнення у мініатюризації електродних систем та керуючої електроніки дозволяють розробляти на базі цього методу малорозмірні аналітичні пристрої до рівня лабораторії на чіпі. Недоліком електрохімічного методу аналізу є низька у порівнянні з хемілюмінесцентним методом межа детектування. Поєднати переваги обох зазначених методів та значною мірою позбутися їх недоліків дозволяє метод електрохемілюмінесцентного (ЕХЛ) аналізу. Сутність даного методу полягає в генерації світла під час хімічної реакції між частками, що утворюються в електродних редокс реакціях при проведенні електролізу розчину. Таким чином, аналітична реакція має місце тільки тоді, коли буде подано збуджуючий електричний сигнал. Відсутність спонтанної ЕХЛ, різна природа збуджуючого (електричного) та аналітичного (оптичного) сигналів усуває наявність фонових шумів у аналітичному сигналі та дозволяє отримати низьку межу детектування на рівні 10^{-10} М і менше [3 - 6]. При цьому проблема методологічної складності ЕХЛ аналізу вирішується на сучасному рівні шляхом автоматизації процесу дослідження та компенсується значно кращою чутливістю, селективністю, більш низькою межею визначення речовин, що досягаються в аналізі.

Не зважаючи на суттєві переваги ЕХЛ аналізу над багатьма іншими методами, на цей час перелік комерційного обладнання для ЕХЛ досліджень суттєво обмежений. Більшість такого обладнання призначена для проведення клінічних та лабораторних досліджень методами імунного ЕХЛ аналізу за стандартними методиками та не дозволяють вносити будь які зміни в процедуру аналізу.

Перший комерційний пристрій для проточного ЕХЛ аналізу ORIGEN розроблений фірмою Igen International, Inc. (потім BioVeris, нині частина корпорації Roche Diagnostics) у 1994 році [6, 7]. Цей пристрій призначений для вимірювання інтенсивності ЕХЛ маркерів (біпіридинний комплекс рутенію $\text{Ru}(\text{bpy})_3^{2+}$ або його похідні), нанесених на поверхню магнітних мікрокульок в присутності співреагенту – трипропіламіну (ТПА). До недавнього часу на ринку були доступні три моделі ЕХЛ-аналізаторів М-серії від BioVeris Corp.: однопоточні M1M, M1MR та багатопоточний M-384 [6]. Слід відмітити, що аналізатор M1MR може бути обладнаний програмним забезпеченням, що дозволяє розробку нових протоколів аналізу.

Іншим типом ЕХЛ аналізаторів, що використовують одноразові багатолуночні планшети з друкованими вуглецевими електродами, є Sector Imager та Sector PR Reader фірми Meso Scale Discovery. Кожна лунка містить декілька зон зв'язування, що селективно реагують з

відповідними аналітами. ЕХЛ сигнал генерується з використанням аналогу $\text{Ru}(\text{bpy})_3^{2+}$ - мітки $\text{Ru}(\text{bpy})_3^{2+}$ (4-метил сульфонат) та ТПА або подібного співреагенту, а світло реєструється CCD камерою (Sector Imager) або лінійкою фотодіодів (Sector PR Reader) [4, 8].

Ще одна ЕХЛ система з капілярним електрофоретичним розділенням проб розроблена в Інституті прикладної хімії Чанчуня (Китай) та виробляється фірмою Xi'an Remax Electronic Co. Ltd. [9, 10].

Метою даної роботи є розробка відповідного програмно-апаратного комплексу, що повністю забезпечує проведення електрохімічних та ЕХЛ досліджень рідких об'єктів, включаючи біологічні проби, та дозволяє проводити дослідження нових електродних матеріалів, що можуть застосовуватися для побудови електрохімічних та електрохемілюмінесцентних сенсорів. Відмінність даної розробки від існуючих – повний контроль та автоматизація процедури аналізу з можливістю зміни як електрохімічної програми збудження ЕХЛ, так і компонентів ЕХЛ композиції та електродів ячейки.

Розроблений комплекс було застосовано для дослідження ЕХЛ властивостей плоских прозорих ІТО (indium-tin oxide) електродів, на поверхню яких методом Ленгмюра-Блоджетт було нанесено плівки поліметилметаакрилату з молекулами органічних люмінофорів. Такий вибір об'єкту дослідження пов'язаний з високим аналітичним потенціалом ЕХЛ аналізу з використанням іммобілізованих люмінофорів [5, 6, 11, 12].

Аналізатор для дослідження ЕХЛ

Всі електрохімічні та електрохемілюмінесцентні дослідження в даній роботі проводилися за допомогою розробленого комплексу ЕЛАН-3d, структурна схема якого наведена на рис. 1. До складу комплексу входять три основних модуля: модуль керування електрохімічними та оптичними вимірюваннями, персональний комп'ютер та плата вводу-виводу інформації Advantech PCI-1711.

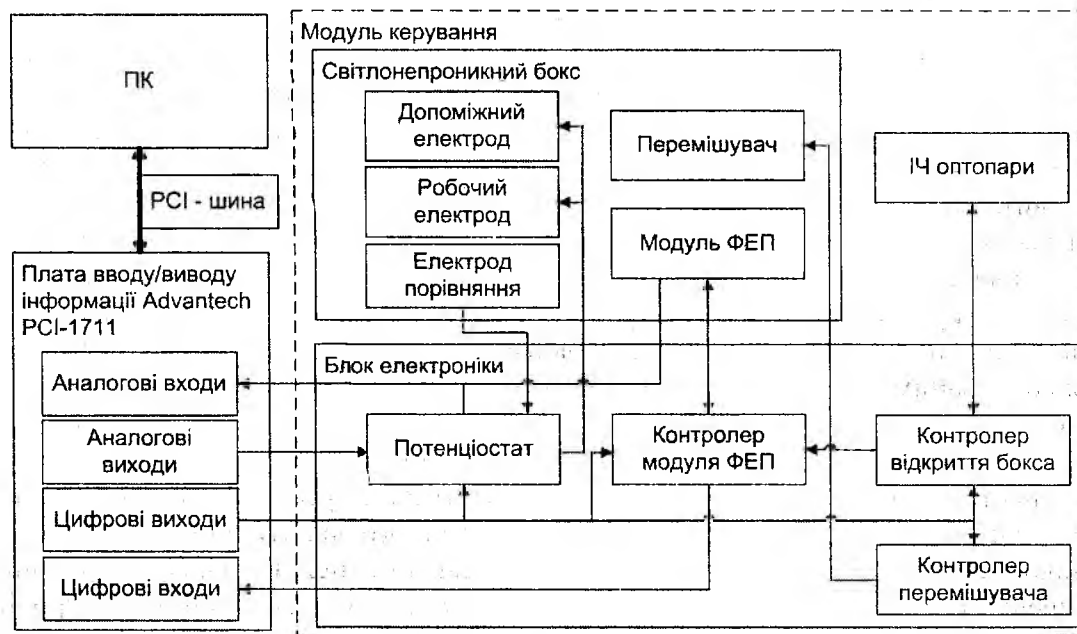


Рис. 1

Керування комплексу ЕЛАН-3d здійснюється за допомогою персонального комп'ютера з відповідним програмним забезпеченням та розміщеної на PCI шині плати вводу-виводу інформації PCI-1711 серії PC-LabCard фірми Advantech Co., Ltd [13]. Такі плати збору даних широко використовуються для автоматизації промислового та лабораторного обладнання, вводу та виводу цифрової та аналогової інформації, управління різноманітними процесами та пристроями. За допомогою інтерфейсного кабелю плату поєднано з модулем керування.

Структурна організація комплексу зумовлена необхідністю забезпечення наступних функцій, необхідних для проведення ЕХ та ЕХЛ досліджень: потенціостатування трьохелектродної ячейки, одночасний вимір емісії фотонів та струму, що протікає через робочий електрод, з їх прив'язкою до сигналу збудження (потенціал робочого електроду відносно потенціалу розчину). Окрім цього додатково для забезпечення більшої функціональності приладу реалізується можливість відключення допоміжного електроду та електроду порівняння. Відключення допоміжного електроду дозволяє вимірювати рівноважний потенціал робочого електроду. Можливість відключення електроду порівняння дозволяє знизити ризик виходу з ладу електроніки потенціостата під дією статичної електрики, оскільки електрод порівняння підключено до підсилювача з високим імпедансом. Ця ситуація може виникнути під час проведення маніпуляцій з електрохімічною ячейкою – як-то заміни електродів або розчину, додавання реагентів тощо.

Реєстрація оптичного сигналу в системі здійснюється за допомогою модуля фотоелектронного помножувача (ФЕП) фірми Hamamatsu H5784-20 (робочий діапазон довжин хвиль 300 - 920 нм). Особливостями останнього є висока чутливість, мініатюрність, низька споживча потужність, наявність вбудованих джерела високовольтного живлення та перетворювача фотострум-напруга, легкість інсталяції та керування. Зважаючи на високу вартість та чутливість до інтенсивного зовнішнього опромінення модуля ФЕП в комплексі ЕЛАН-3d передбачено функції захисту помножувача від нештатного режиму експлуатації при знятій кришці світлонепроникного боксу. Це реалізовано за допомогою схеми контролю положення кришки боксу на базі оптичних датчиків, яка відключає модуль ФЕП у разі відкриття боксу. Окрім цього, модуль ФЕП обладнано захисним пелюстковим затвором, що дозволяє закривати фотокатод помножувача для захисту від можливої деструктивної дії зовнішнього світла, коли фотоприймач не експлуатується. Це також дозволяє проводити контроль темного струму ФЕП без необхідності вилучення зразка зі світлонепроникного боксу, що є важливою функцією контролю характеристик роботи модуля ФЕП.

До основних технічних характеристик комплексу слід віднести можливість роботи з трьохелектродною ЕХ- або ЕХЛ-ячейкою, здійснювати поляризацію допоміжного електроду в діапазоні ± 10 В струмом до 10 мА, при цьому забезпечується дискретизація зміни потенціалу в 1 мВ. Використання чутливих операційних підсилювачів з МОН-транзисторами на вході забезпечує вимірювання аналітичного струмового сигналу, що проходить через ячейку, від 1 нА. Це дозволяє здійснювати високоточне потенціостатування ячейки, що є важливим у дотриманні відповідності аналітичної техніки до обраних ЕХ- та ЕХЛ-методик. Використання модуля ФЕП з струмовою схемою реєстрації оптичного сигналу з інтегрованим пікоамперним операційним підсилювачем для перетворення фотострум-напруга та наявність схеми керування вбудованим джерелом високовольтного живлення дозволяє проводити дослідження оптичного сигналу з динамічним діапазоном до 7 порядків величини (70 дБ), при цьому максимальна чутливість фотокатода сягає значення 78 мА/Вт при 680 нм. Завдяки цьому має можливість досліджувати широкий спектр аналітичних реакцій, що супроводжуються як високим, так і слабким рівнем випромінювання оптичного аналітичного сигналу.

Важливою особливістю комплексу є наявність світлозахисного боксу, де розміщується кварцова ячейка у спеціальній системі кріплення, роз'єми для підключення електродів ячейки, модуль ФЕП на рухомій підставці, система газогонів для підведення захисної аргонної атмосфери до ячейки. Система кріплення електродів виконана у вигляді ексцентричних зажимів для швидкого встановлення електродів різної товщини та конфігурації. Необхідність в цьому зумовлена потребою у дослідженнях різних електродів, що мають плоску конструкцію, яка найбільш зручна при побудові тонкошарових сенсорів.

Програмне забезпечення аналізатора

Керування комплексом ЕЛАН-3d здійснюється повністю за допомогою спеціально написаного для цього програмного забезпечення (ПЗ). Зв'язок між ПЗ комплексу та модулем керування здійснюється через плату Advantech PCI-1711 за допомогою її драйвера. До складу

основних функцій, які покладені на ПЗ комплексу ЕЛАН-3d, входять: встановлення параметрів експерименту та синтез відповідної програми розгортки потенціалу робочого електрода електрохімічної комірки; видача синтезованої потенціальної програми під час експерименту та збір даних (електрохімічний струм, оптичний сигнал ЕХЛ та деякі допоміжні); обробка та відображення зібраних даних, навігація серед зібраних даних та їх збереження в файл з необхідною додатковою інформацією; контроль деяких інших елементів комплексу (підключення/відключення електродів, керування роботою модуля ФЕП, детектування перевантаження потенціостата, переповнення АЦП, розриву в ланцюзі електрода порівняння, визначення рівноважного потенціалу редокс системи і т.п.).

ПЗ комплексу ЕЛАН-3d реалізує ЕХ та ЕХЛ дослідження та аналіз методом циклічної вольтамперометрії, тобто потенціал робочого електрода лінійно змінюється з початкового значення до потенціалу реверса (анодного чи катодного), а потім повертається назад з певною швидкістю розгортки. Швидкість розгортки потенціалу може сягати 10 V/c , при цьому шаг зміни потенціалу складає $1,24 \text{ mV}$. В залежності від потреби розгортка потенціалу може здійснюватись в один бік (анодний чи катодний) від початкового значення (половина циклу), або в обидва боки (повний цикл). Кількість циклів при цьому обмежена значенням 1000, що практично більш ніж достатньо для реальних задач. Для зручності користування програма розгортки графічно відображається у вікні налаштування параметрів експерименту (рис. 2).

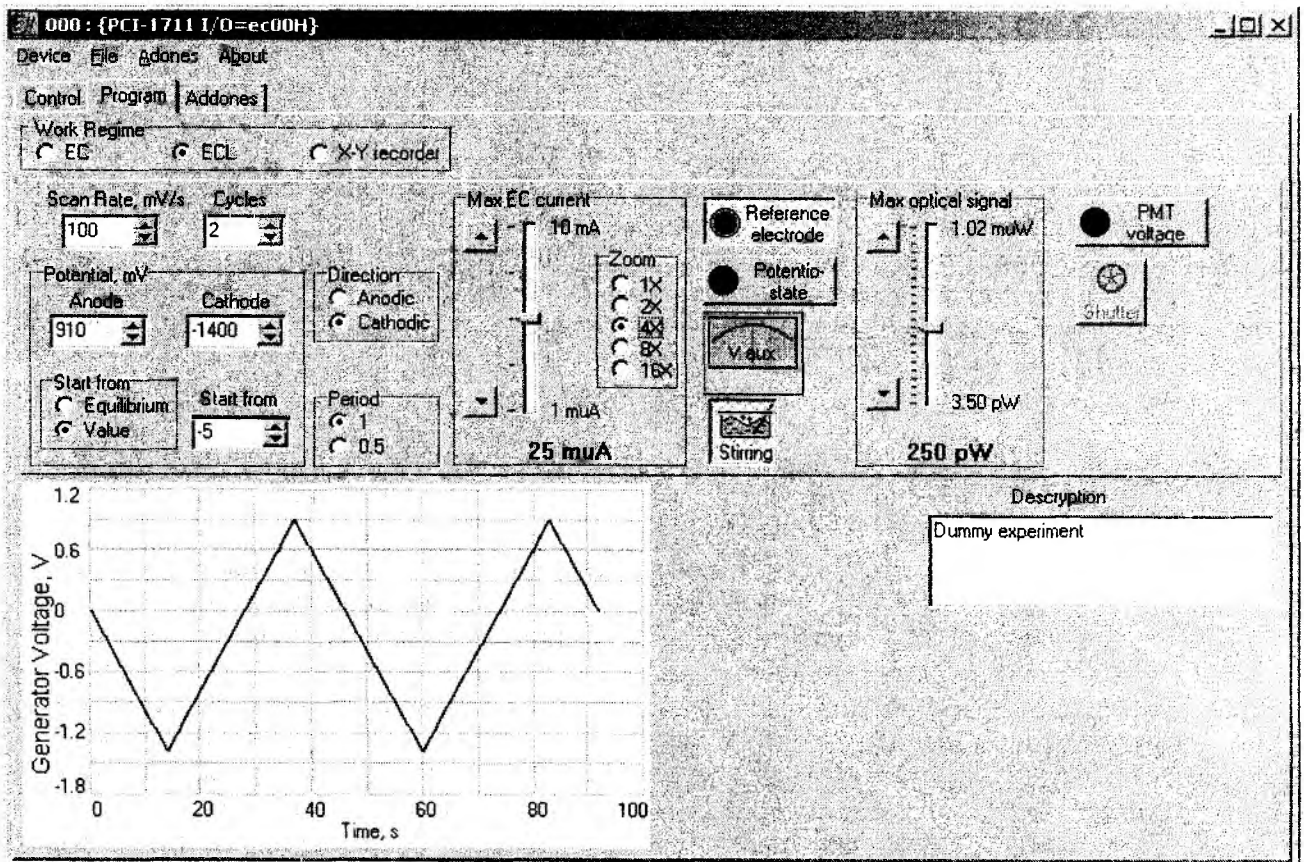


Рис. 2

В залежності від обраного режиму роботи на панелі результатів відображаються один (електрохімічні) або два (електрохімічні та ЕХЛ) набори даних. Для зручності проведення експериментів на графічній панелі окрім результатів останнього дослідження можливе відображення всіх, лише обраних або n останніх результатів. Крім того можливо додавати до переліку відображених результатів дані, завантажені з зовнішнього файлу на жорсткому диску комп'ютера. Також для зменшення шумів та спрощення аналізу даних є можливість їх фільтрації при відображенні кількома простими методами.

Калібрування роботи аналізатора ЕЛАН-3d

Для перевірки правильності роботи системи потенціостатування комплексу ЕЛАН-3d періодично проводиться електрохімічне дослідження зразкової редокс-системи, яка має добру електрохімічну зворотність та відомі властивості. Серед зворотних редокс-систем для дослідження нових електродних матеріалів використовується пара феріціанід/фероціанід калію ($K_3Fe(CN)_6/K_4Fe(CN)_6$) [14], яка була застосована для калібрування комплексу ЕЛАН-3d.

Отримані результати циклічної вольтамперометрії для тест-системи (1 мМ $K_3Fe(CN)_6$ + 1 мМ $K_4Fe(CN)_6$ в H_2O , фоновий електроліт 10 мМ $LiClO_4$) на платиновому електроді при швидкості розгортки потенціалу 100 мВ/с представлені на рис. 3. Для дослідженої системи різниця потенціалів піків складає величину $\Delta E_p = 126$ мВ, стандартний потенціал реакції $E_0 = 230$ мВ відносно $Ag/AgCl$, що досить добре узгоджується з результатами інших досліджень цієї системи за подібних умов ([15], $\Delta E_p = 95 \div 115$ мВ для різного стану поверхні електрода, $E_0 = 220$ мВ відносно насиченого каломельного електрода).

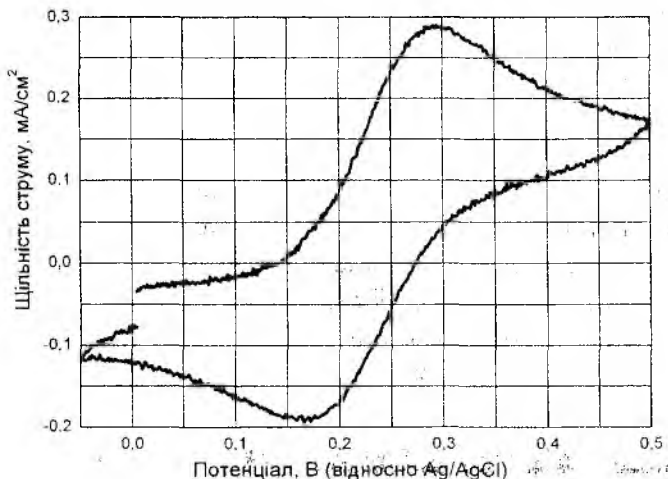


Рис. 3

Таким чином було проведено тестування роботи самого потенціостату та хлор-срібного електрода порівняння ($Ag/AgCl$), який було спеціально розроблено для комплексу ЕЛАН-3d на основі одноразового інсулінового шприца зі срібним штоком, вкритим шаром хлориду срібла. Таке конструктивне рішення дозволяє з одного боку досить зручно заповнювати електрод хлоридом калію та мити його, а з іншого – використовувати корпус електрода та капіляр для з'єднання з ячейкою одноразово, зважаючи на низьку вартість інсулінового шприца.

Реактиви

Реактиви для досліджень використовувалися кваліфікацією «хімічно чисті». При проведенні досліджень і модифікації електродів використовувалася бідистильована вода з провідністю у діапазоні $0,1 \div 0,3$ См.

Для модифікації електродів за технологією Ленгмюра-Блоджетт (ЛБ) використовувався поліметилметаакрилат (ПММА) з довжиною ланцюга ~ 1000 (молекулярна маса ~ 100000) що виступав основою плівки, до якої додавалися люмінофор рубрен або діфеніланатрацен.

У ЕХ та ЕХЛ дослідженнях використовувалися: допоміжний електрод – пластина зі скло вуглеця марки СУ2000 розміром $15 \times 25 \times 1,5$ мм, що при поглибленні забезпечувала робочу площу електрода ≈ 500 мм², таким чином значно перевищуючи площу робочого електрода. Електрод порівняння – насичений $Ag/AgCl$, що з'єднаний з ЕХЛ-ячейкою капіляром з отвором 0,1 мм та довжиною 20 см з поліетилену медичного призначення. Робочий електрод був змінним, для нього використовувалися наступні пластини: скловуглець розміром 15×25 мм; скляна пластина з нанесеним прозорим провідниковим шаром індій-оловяного оксиду (ІТО електрод) з поверхневою провідністю ~ 30 Ом/□.

Електрохімічні та електрохемілюмінесцентні дослідження проводилися у водному розчині з концентрацією фонового електроліту $LiClO_4$ (Fluka) та сореагентом трипропіламіном (ТПА) (Fluka). Перед додаванням ТПА до розчину здійснювався барботаж аргоном (х.ч. протягом 10 хв для видалення розчиненого атмосферного кисню).

Модифікація ІТО-електродів моношарами

Для модифікації поверхні електродів використовувалася ванна Ленгмюра-Блоджетт LT 102 виробництва Microtestmachines, Co. (Беларусь).

Для нанесення мономолекулярної плівки готувався розчин з люмінофору та ПММА у легколетючому розчиннику. Для чого два приготовлені розчини люмінофору та ПММА у концентрації 10^{-3} М змішувались у необхідній пропорції. Потім 20 мкл аліквоти цього розчину переносилося на поверхню водної фази у ЛБ-ванні площиною 300 см^2 . Після випаровування розчинника здійснювалося формування моношару стисканням плівки до поверхневого тиску 20 мН/м . Отримана плівка переносилася на поверхню електроду методом вертикального ліфту при переміщенні зразка з водної субфази до атмосфери, таким чином формувалася Z-орієнтована плівки. Відповідно вміст люмінофору у плівці складав 20 молярних відсотків на один мономер ПММА. Після переносу кожного шару на підкладку-електрод витримувалась технологічна пауза у декілька хвилин, після чого продовжувалося нанесення наступного мономолекулярного шару плівки. Для попередження фотодеструкції плівок люмінофору (особливо рубрену) операції нанесення ЛБ-плівки та зберігання модифікованих електродів до моменту їх дослідження здійснювалося у темряві.

Результати та обговорення

У дослідженнях електрохімічних та електрохемілюмінесцентних властивостей ІТО електродів, вкритих плівками Ленгмюра-Блоджетт з молекулами люмінофора, використовувався метод циклічної вольтамперометрії зі швидкістю лінійної розгортки потенціалу 100 мВ/с . У дослідженнях використовувався ТПА як добре відомий ефективний ЕХЛ сореагент, класична гомогенна реакція ЕХЛ з яким йде за схемою окислювального відновлення [4].

В роботі проводились дослідження електрохімічних та ЕХЛ-властивостей електродів, модифікованих плівками ПММА/рубрен. Плівки показали стабільні властивості та ЕХЛ-відгук, який чітко реєструвався. Незважаючи на вузькі межі доступних у воді електродних потенціалів, інкорпорований в плівку ПММА рубрен давав стабільний сигнали ЕХЛ.

На рис. 4 наведені типові циклічна вольтамперограма (струм) та сигнал ЕХЛ (фотострум) електрода площею 75 мм^2 , модифікованого 10 моношарами ПММА з молекулами рубрену при концентрації співреагенту 10 мМ , швидкість розгортки потенціалу 100 мВ/с . З рисунка видно добре узгодження відгуку ЕХЛ та струму електролізу.

Таким чином, іммобілізація водонерозчинних електрохемілюмінофорів в матриці на поверхні електроду дозволяє легко збуджувати їх ЕХЛ у контакті з водним середовищем у доступній ділянці потенціалів. Це є суттєвим досягненням в галузі водної ЕХЛ, оскільки донині в якості люмінофорів у водних умовах (в тому числі і в іммобілізованому вигляді) переважно використовувався комплекс $\text{Ru}(\text{bpy})_3^{2+}$ та деякі його похідні [12, 16].

Для перевірки можливості аналітичного застосування розробленого комплексу ЕЛАН-3д було проведено дослідження ЕХЛ в ЛБ плівках з рубреном від концентрації співреагенту ТПА. На рис. 5 наведено залежність інтенсивності ЕХЛ в ЛБ плівці товщиною 10 шарів від концентрації ТПА у водному розчині. Отримані результати демонструють лінійний відгук ЕХЛ

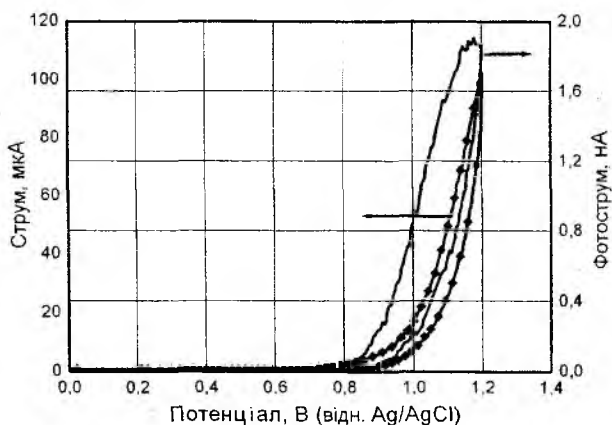


Рис. 4

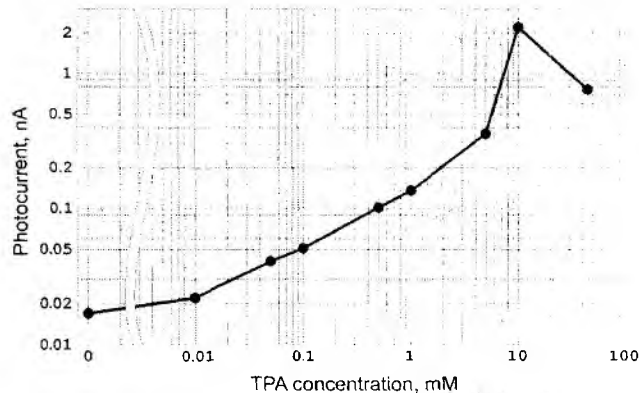


Рис. 5

в діапазоні концентрацій співреагенту $10^{-5} \div 5 \times 10^{-2}$ М з межею визначення $2,5 \times 10^{-5}$ М (співвідношення сигнал/шум = 3). При цьому нелінійність характеристики для концентрацій ТПА більше 5×10^{-2} М пов'язана зі збільшенням лужності розчину оскільки в досліді не використовувався буфер для підтримки величини рН на постійному рівні [17]. Незважаючи на те, що визначення ТПА в якості аналіту не має значного практичного застосування, існує достатня кількість аналітично-значущих речовин, які є співреагентами для збудження ЕХЛ і вміст яких у розчинах може успішно аналізуватись за допомогою розробленого комплексу ЕЛАН-3д та електродів, модифікованих плівками Ленгмюра-Блоджетт з молекулами люмінофорів.

Висновки

Розроблений комплекс ЕЛАН-3Д має технічні характеристики, що відповідають сучасному світовому рівню. Комплекс спрямовано переважно на дослідження нових електродних матеріалів, зокрема модифікованих різними молекулярними структурами плоских підкладок. Він надає можливість проводити розробку нових інноваційних методик аналізу та відповідного обладнання з залученням досягнень у областях новітніх матеріалів та нанотехнологій. Цей факт зумовлює перспективу використання комплексу як бази для розробки та випробувань різноманітних сенсорних пристроїв – пріоритетної задачі у області розробки сучасних аналітичних систем.

В якості прикладу можливостей розробленого устаткування було проведено дослідження електрохімічних та ЕХЛ властивостей оптично прозорих електродів з ІТО вкритих Ленгмюр-Блоджетівськими плівками з поліметилметакрилату, що містять молекули органічного люмінофору рубрену.

Робота виконана в рамках міжнародних проектів УНТЦ GE77 та 4180 (керівник д-р фіз.-мат. наук, проф. Рожницький М.М.).

Список літератури: 1. Бабко А.К., Дубовенко Л.И., Луковская Н.М. Хемилюминесцентный анализ. Киев: Техніка, 1966. 252 с. 2. Allen J. Bard, Larry R. Faulkner, Electrochemical methods: fundamentals and applications. New York: John Wiley & Sons, 2001.833p. 3. Рожницький Н.Н., Бых А.И., Красноголовец М.А. Электрохимическая люминесценция: монография. Харьков: ХТУРЭ, 2000. 320с. 4. *Electrogenerated chemiluminescence*, ed by A.J. Bard. NY:Marcel Dekker, 2004. 532p. 5. K.A. Fährnich, M. Pravda, G.G. Guilbault. Recent applications of electrogenerated chemiluminescence in chemical analysis // *Talanta*.2001, p.531. 6. Miao W., Electrogenerated chemiluminescence and its biorelated applications// *Chem. Rev.* 2008. v.108, pp 2506–2553. 7. Yang H., Leland J.K., Yost D., Massey R.J., Electrochemiluminescence: a new diagnostic and research tool // *Nature Biotechnology*. 1994. v.12. pp.193-194. 8. *Handbook of electrochemistry*, ed. by Zoski C.G., Amsterdam: Elsevier, 2007.935p. 9. Yin X.-B., Dong S., Wang E., Analytical applications of the electrochemiluminescence of tris (2,2'-bipyridyl) ruthenium and its derivatives // *Trends Anal. Chem.*-2004, v.23, pp.432-441. 10. Chiang M.T., Lu M.C., Whang C.W., A simple and low-cost electrochemiluminescence detector for capillary electrophoresis // *Electrophoresis*.-2003.v.24.pp.3033-3039. 11. Wei H, Wang E., Solid-state electrochemiluminescence of tris(2,2'-bipyridyl) ruthenium // *Trends in Anal. Chem.*2008.v.27. pp.447-459. 12. Zholudov Yu., Snizhko D., Kukoba A., Bilash H., Rozhitskii M., Aqueous electrochemiluminescence of polycyclic aromatic hydrocarbons immobilized into Langmuir–Blodgett film at the electrode // *Electrochimica Acta*. 2008. v.54. pp.360-363. 13. PCI 1711/1731 User's manual // Datasheet. Advantech Co., Ltd., 1999. 60p. 14. *Diamond electrochemistry*. ed. by A. Fujishima, Y. Einaga, T.N. Rao, D.A. Tryk. NY:Elsevier, 2005. 586p. 15. Pharr C.M., Griffiths P.R., Step-Scan FT-IR spectroelectrochemical analysis of surface and solution species in the ferricyanide/ferrocyanide redox couple // *Anal. Chem.* 1997. v.69. pp.4665-4672. 16. Zholudov Yu.T., Rozhitskii M.M., Interlayer transfer and quenching of excitation energy in Langmuir-Blodgett films, deposited onto electrodes of electrochemiluminescent sensor// *Сенсорна електроніка і мікросистемні технології*. 2007. №2. С. 28-34. 17. Leland K., Powell M.J. Electrogenerated chemiluminescence: an oxidative-reduction type ECL reaction sequence using tripropyl amine // *J. Electrochem. Soc.* 1990. v.137. pp.3127-3129.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 04.09.2009

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ФОРМЫ СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ

Введение

Преобразование и обработка сигналов осуществляется в системах. Понятия сигнала и системы неразрывны, так как любой сигнал существует в какой-либо системе его обращения. Система обработки сигналов может быть реализована как в материальной форме (специальное устройство, измерительный прибор и т.п.), так и программно на ЭВМ или на любом другом вычислительном устройстве. Существуют и комплексные измерительно-вычислительные системы (ИВС), которые выполняют как регистрацию и первичную обработку сигналов непосредственно в материальной форме их представления, так и преобразование сигналов в цифровую форму и последующую программную обработку. Форма реализации систем в теоретическом плане существенного значения не имеет. Система любого назначения всегда имеет *вход*, на который подается многомерный входной сигнал, и *выход*, с которого снимается обработанный выходной сигнал. Формализованная система представляет собой определенный *системный оператор* (алгоритм) преобразования входного сигнала – *воздействия* $s(t)$, в сигнал на выходе системы $y(t)$ – *отклик* или *выходную реакцию* системы. Символическое обозначение операции преобразования (трансформации) $y(t) = T[s(t)]$. *Системный оператор* T – это правило (алгоритм) преобразования сигнала $s(t)$ в сигнал $y(t)$. Для общеизвестных операций преобразования сигналов применяются расширенные символы операторов трансформации, где вторым символом и специальными индексами обозначается конкретный вид операции (как, например, TF – преобразование Фурье, TF^{-1} – обратное преобразование Фурье). Входной сигнал системы может представлять собой m -мерный вектор, а выходной сигнал – n -мерный вектор, при этом система будет иметь m входов и n выходов. Для детерминированных входных сигналов соотношение между выходными и входными сигналами однозначно задается системным оператором. В случае реализации на входе системы случайного входного процесса существует однозначное соответствие процессов на выходе и входе системы, однако при этом одновременно происходит изменение статистических характеристик выходного сигнала (математического ожидания, дисперсии, корреляционной функции). Для полного определения системы необходимо задание характера, типа и области допустимых величин входных и выходных сигналов. Как правило, системы выполняются на сигналы одного типа по входу и выходу. По типу обработки входных сигналов они обычно подразделяются на системы непрерывного времени и цифровые системы для обработки данных, зарегистрированных на промежуточных носителях. Совокупность системного оператора T и областей входных/выходных сигналов образует математическую модель системы.

Линейные системы

Любые преобразования сигналов сопровождаются изменением их спектра и по характеру этих изменений разделяются на два вида: линейные и нелинейные. К нелинейным относят изменения, при которых в составе спектра сигналов появляются новые гармонические составляющие. При линейных изменениях сигналов изменяются амплитуды и начальные фазы гармонических составляющих спектра. Оба вида изменений могут происходить как с сохранением полезной информации, так и с ее искажением. Это зависит не только от характера изменения спектра сигналов, но и от спектрального состава самой полезной информации. Линейные системы составляют основной класс систем обработки сигналов. Термин линейности означает, что система преобразования сигналов должна иметь произвольную, но в обязательном порядке линейную связь между входным сигналом (возбуждением) и выходным сигналом (откликом). В нелинейных системах связь между входным и выходным сигналом определяется произвольным нелинейным законом. Система считается линейной, если в пределах установленной области входных и выходных сигналов ее реакция на входные сигналы

аддитивна (выполняется принцип суперпозиции сигналов) и однородна (выполняется принцип пропорционального подобия). Принцип *аддитивности* требует, чтобы реакция на сумму двух входных сигналов была равна сумме реакций на каждый сигнал в отдельности

$$T[a(t) + b(t)] = T[a(t)] + T[b(t)]. \quad (1)$$

Принцип *однородности* или пропорционального подобия требует сохранить однозначность масштаба преобразования при любой амплитуде входного сигнала [1]:

$$T[ca(t)] = cT[a(t)]. \quad (2)$$

Отклик линейной системы на взвешенную сумму входных сигналов должен быть равен взвешенной сумме откликов на отдельные входные сигналы независимо от их количества и для любых весовых коэффициентов. При реализации линейных систем на ЭВМ особых затруднений с обеспечением линейности значений входных и выходных сигналов не возникает.

К базовым линейным операциям, из которых могут быть сформированы линейные операторы преобразования, относятся операции скалярного умножения, сдвига и сложения [2]. Графическое отображение операций (цифровая форма) приведено на рис. 1. Операции сложения и умножения являются линейными только для аналоговых и дискретных сигналов. В случае цифровых сигналов они линейны относительно самих цифровых сигналов, но если последние - результат операции амплитудно-цифрового преобразования, то сложение и умножение не может считаться линейным абсолютно точно по отношению к исходным сигналам. Для систем с размерностью 2 и более существует одна базовая операция, которая называется операцией *пространственного маскирования*, которая может рассматриваться как обобщение скалярного умножения.

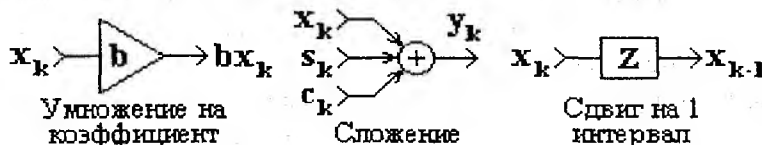


Рис.1. Графика системных операций

Инвариантность систем к сдвигу

Система называется инвариантной к сдвигу, если сдвиг входного сигнала по аргументам вызывает соответствующий сдвиг выходного сигнала

$$s(x, t) = T[a(x, t)], T[a(x - \Delta x, t - \Delta t)]. \quad (3)$$

Это означает, что форма выходного сигнала зависит только от входного сигнала, и не зависит от времени поступления сигнала на вход системы. Инвариантность системы к сдвигу является одним из подтверждений постоянства ее параметров. Линейность и инвариантность к сдвигу являются независимыми свойствами систем и не определяют друг друга. В теории анализа и обработки данных основное место занимают системы, линейные и инвариантные к сдвигу (ЛИС-системы). Они обладают достаточно широкими практическими возможностями при относительной простоте математического аппарата. Преимущество, которое отдается ЛИС-системам в методах обработки информации, базируется на возможности разложения входного сигнала любой формы. Другой важной особенностью ЛИС-систем является то, что любые их комбинации также являются ЛИС-системами, а любую сложную ЛИС-систему можно разложить на комбинации простых систем.

Математическая модель системы

Математическая модель системы как совокупности связанных физических, радио-, электротехнических или программных элементов, способной воспринимать внешнее воздействие $x(t)$ и выполнять его преобразование в некоторую выходную величину $y(t)$, описывается системой дифференциальных уравнений. Дифференциальные уравнения представляют собой

универсальный инструмент задания определенной связи между сигналами. В аналоговой линейной системе такая связь выражается линейным дифференциальным уравнением [3]

$$\sum_{m=0}^M a_m \frac{d^m y(t)}{dt^m} = \sum_{n=0}^N b_n \frac{d^n s(t)}{dt^n}. \quad (4)$$

Аналогичная связь в цифровой системе описывается разностными уравнениями

$$\begin{cases} \sum_{m=0}^M a_m y((k-m)\Delta t) = \sum_{n=0}^N b_n ((k-n)\Delta t); \\ y(k\Delta t) = \sum_{n=0}^N b_n s((k-n)\Delta t) - \sum_{m=1}^M a_m y((k-m)\Delta t). \end{cases} \quad (5)$$

Последнее уравнение можно рассматривать как алгоритм последовательного вычисления значений $y(k\Delta t)$, $k = 0, 1, 2, \dots$, по значениям входного сигнала $s(k\Delta t)$ и предыдущих вычисленных значений $y(k\Delta t)$ при известных значениях коэффициентов a_m , b_n и с учетом задания начальных условий - значений $s(k\Delta t)$ и $y(k\Delta t)$ при $k < 0$.

Нерекурсивные системы

При нулевых значениях коэффициентов a_m уравнения (5) принимает вид [3]

$$y(k) = \sum_{n=0}^N b_n x(k-n). \quad (6)$$

При установленных значениях коэффициентов b_n значения выходных отсчетов свертки для любого аргумента k определяются текущим и прошлыми значениями входных отсчетов. Такая система называется нерекурсивной цифровой системой (НЦС). Нетрудно заметить, что уравнение (6) полностью повторяет уравнение свертки произвольного сигнала $s(k)$ с импульсным откликом системы $h(n)$, которое уже рассматривалось в теме динамического представления сигналов с базовой позиции. Для НЦС импульсным откликом системы является непосредственно ядро свертки $b_n = h_n$. Пример простейшей НЦС приведен на рис. 2. Интервал суммирования по n получил название "окна". Окно системы (6) составляет $N+1$ точку, система является односторонней каузальной, причинно обусловленной текущими и прошлыми значениями входного сигнала. При $k < n$ проведение обработки входных данных возможно только при задании определенных начальных условий для точек $x(-k)$, $k=1, 2, \dots, N$. В качестве начальных условий принимаются нулевые значения или значения отсчета $x(0)$. Если при обработке данных начальные интервалы массивов $x(k)$ существенного значения не имеют, то обработку можно начинать с отсчета $k = N$.

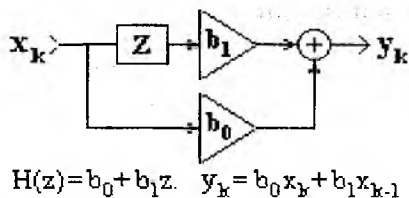


Рис. 2. Пример НЦС

При обработке данных на ЭВМ ограничение по каузальности системного оператора снимается. В программном распоряжении системы могут находиться значения входных отсчетов, при этом уравнение (6) будет иметь вид

$$y(k) = \sum_{n=-N}^N b_n x(k-n). \quad (7)$$

При $N = N$ система называется двусторонней симметричной. Симметричные системы, в отличие от каузальных, не изменяют фазы обрабатываемых сигналов. Описанный процесс свертки в вещественной области массива данных $x(k)$ с нерекурсивным оператором системы

b_n (массивом весовых коэффициентов системы) обычно называют нерекурсивной цифровой фильтрацией данных, а саму систему - нерекурсивным цифровым фильтром (НЦФ).

Рекурсивные системы

Системы, которые описываются полным разностным уравнением, принято называть рекурсивными цифровыми системами (РЦС) или рекурсивными цифровыми фильтрами (РЦФ), так как в вычислении текущих значений выходного сигнала участвует не только входной сигнал, но и значения выходного сигнала, вычисленные в предшествующих циклах расчетов. Рекурсивные системы называют системами с обратной связью (рис. 3).

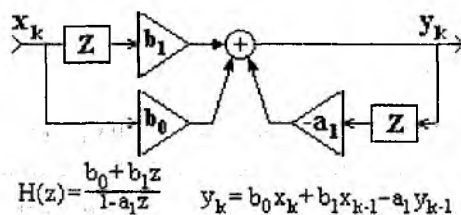


Рис. 3. Пример РЦС

Полное окно рекурсивной системы состоит из двух составляющих: нерекурсивной части b_n , аналогичной окну нерекурсивной системы и ограниченной в работе текущими и прошлыми значениями входного сигнала, и рекурсивной части a_m , которая работает только ранее вычисленными значениями выходного сигнала. Предмет фильтрации сигналов является основной областью применения нерекурсивных систем. Под фильтрацией будем понимать любое преобразование, при котором во входных сигналах целенаправленно изменяются определенные соотношения (динамические или частотные) между различными компонентами этих сигналов. К операциям фильтрации информации относятся операции сглаживания, прогнозирования, дифференцирования, интегрирования и разделения сигналов, а также выделение информационных сигналов и подавление шумов. Основным методом фильтрации данных является частотная селекция сигналов. Операция свертки сигнала с ядром (оператором) фильтра отображается в частотной области умножением спектра сигнала на частотный образ оператора фильтра. Тем самым получаем возможность целенаправленно изменять спектр сигнала. Например, в звукозаписи изменение спектра сигнала позволяет очищать запись от шумов, компенсировать искажения сигнала различными устройствами звукозаписи, менять тембры инструментов. При обработке изображений фильтрация позволяет применять к изображению разные эффекты. В самых различных областях фильтрация часто служит для разделения сигналов, смешанных в один, очищения сигнала от шумов [4].

Частотные характеристики фильтров

В общем случае, фильтр меняет в спектре сигнала и амплитуды, и фазы гармоник. Однако фильтры можно проектировать так, чтобы они или не меняли фазу сигнала, или сдвигали все гармоники сигнала по времени на одну и ту же величину. Такие фильтры называют *фильтрами с линейной фазой*. Основное свойство фильтра - его АЧХ и ФЧХ. Они показывают, какое влияние фильтр оказывает на амплитуду и фазу различных гармоник обрабатываемого сигнала. Если фильтр имеет линейную фазу, то рассматривается только АЧХ фильтра. Обычно частотная характеристика изображается в виде графика зависимости амплитуды от частоты (δB). Так, если фильтр пропускает все сигналы в какой-либо полосе частот без изменения (коэффициент передачи равен 1), то это отображается значением $0 \delta B$. Подавление каких либо частот отображается со знаком минус, а усиление - со знаком плюс. Пример частотной характеристики фильтра приведен на рис. 4.

В зависимости от общего вида частотной характеристики можно выделить следующие типы фильтров: НЧ-фильтры (*low-pass filters*), ВЧ-фильтры (*high-pass filters*), полосовые фильтры, которые пропускают (*band-pass filters*) или подавляют (*band-reject filters*) сигнал только в определенной частотной полосе. Существуют другие типы фильтров с более слож-

ными частотными характеристиками. Обычно в задачах фильтрации сигнала задается требуемая частотная характеристика фильтра. Построить в точности заданный фильтр обычно бывает не так просто. Тогда строится фильтр, близкий по характеристикам к заданному. Например, невозможно построить *идеальный фильтр низких частот*, который пропускает без изменения все сигналы ниже определенной частоты (*pass band*) и полностью подавляет все сигналы выше этой частоты (*stop band*). Такой фильтр реализуется оператором бесконечно большого размера. Реальные фильтры низких частот обладают плавным переходом от полосы пропускания (0 дБ с отклонениями ± 0.5 дБ) к полосе подавления, где сигнал подавляется более чем в 10 – 1000 раз (рис. 4). Крутизна спада и значения подавления после спада определяются конкретными требованиями к фильтру. Фильтр может иметь несколько частотных полос пропускания с разными коэффициентами усиления.

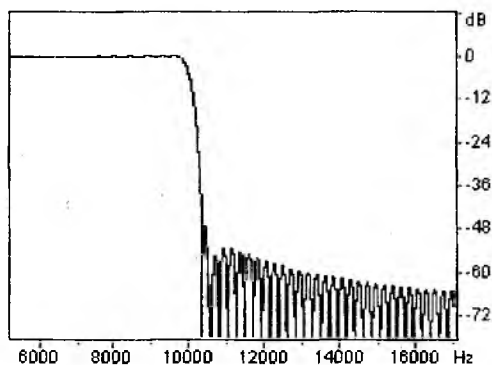


Рис. 4. Пример АЧХ фильтра



Рис. 5. Выходные сигналы детектора

Расчет операторов нерекурсивных фильтров

Существует много способов построения фильтров с заданной частотной характеристикой. Наиболее универсальный - проектирование фильтров путем обратного преобразования Фурье. Рассмотрим этот способ на примере формирования сигналов с высоким временным разрешением на выходе детекторов излучения. Сигналы регистрации ионизирующих частиц формируются интегрированием заряда, в который трансформируется энергия частиц при ее поглощении в рабочей среде детектора. Идентификация энергии частиц по зарегистрированным сигналам обеспечивается при полном сборе заряда на выходе детектора. При этом постоянная времени RC интегрирования заряда на выходной RC -цепи детектора должна быть на порядок больше времени преобразования энергии в детекторе. На рис. 5 приведен пример формы выходных сигналов детектора до и после сбора зарядов при постоянной $\tau = 0.3$ мкс выхода заряда и $RC = 3$ мкс интегрирования заряда. Амплитуды сигналов нормированы по максимуму для наглядности сравнения. Для исключения ошибок измерений при возможных наложениях последующих сигналов на спад предыдущих применяются различные способы укорочения сигналов $y(t)$ и быстрого восстановления нулевой линии. Применение нерекурсивного формирующего фильтра позволяет решить эти задачи просто и эффективно.

Допустим, что необходимо превратить выходной сигнал $y(t)$ в короткий и удобный для измерения амплитудных значений сигнал $z(t)$, форма которого приведена на рис. 5. Это можно выполнить операцией свертки. Для чего требуется определить соответствующий оператор преобразования $h(t)$. Переведем уравнение свертки в спектральную область

$$Z(f) = H(f)Y(f). \quad (8)$$

Возможность реализации оператора $h(t)$ определяется устойчивостью решения уравнения (8) и зависит от частотных характеристик сигналов. К числу обязательных условий реализации следует отнести отсутствие полюсов функции $Y(f)$ для исключения деления на ноль, и более быстрое затухание функции $Z(f)$ по сравнению с функцией $Y(f)$. В качестве сигнала

$z(t)$ целесообразно задавать функцию Гаусса такой ширины (на половине своей высоты), спектр которой $Z(f)$ по своей основной значимой части соизмерим со спектром сигнала $Y(f)$. Чем меньше ширина функции Гаусса, тем лучше будет выполняться сжатие сигнала. Однако при чрезмерном сжатии и увеличении высокочастотных составляющих в $Z(f)$, оператору $h(t)$ придется осуществлять существенный подъем высокочастотных составляющих сигнала $y(t)$. С учетом каузальности работы формирующих фильтров выходные сигналы должны задаваться за пределами фронта сигнала $y(t)$, а экстремумы сигналов - за пределами экстремума входного сигнала. В силу линейности фильтра и принципа суперпозиции зарядов на интегрирующей емкости, в любой текущей временной точке оператор фильтра реагирует на разряд интегрирующей емкости как на сумму разрядов от всех предыдущих импульсов. Если по разряду одного импульса система будет точно настроена на нулевую линию, то она будет сохранять нулевую линию независимо от количества и времени прихода импульсов. Форма сигнала $y(t)$ в первом приближении соответствует уравнению

$$y(t) = \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right). \quad (9)$$

На рис. 6 приведены модули спектров $Y(f)$ и $Z(f)$ сигналов и частотные передаточные функции оператора фильтра. Для наглядного представления их формы все модули нормированы к 1 по максимальным значениям. Значимую часть спектра формируемого оператора целесообразно выделить умножением спектра оператора на весовую функцию $p(f)$, равную 1 в пределах значимой части отношения и плавно спадающую к нулю за его границами. Одновременно это подавит высокочастотные шумы в сигнале $y(t)$, появление которых в регистрируемом сигнале неизбежно в силу природы ионизирующего излучения. В результате получим спектральную функцию $H(f)$ требуемого оператора преобразования сигналов.



Рис. 6. Модули спектров $Y(f)$ и $Z(f)$ сигналов



Рис. 7. Установившаяся длина оператора $hc(t)$

Временная функция оператора фильтра $h(t)$ вычисляется обратным преобразованием Фурье функции $H(f)$. Для начала длина оператора устанавливается соизмеримой с длиной входного сигнала (оператор $hc(t)$ показан на рис. 7). В данном случае оператор фильтра является конечным, достаточно быстро затухает, и может быть ограничен до величины $h(t)$.



Рис. 8. Сопоставление заданной формы сигнала $z(t)$ и формы сигнала $zh(t)$

На рис. 8 приведено сопоставление заданной формы сигнала $z(t)$ и формы сигнала $zh(t)$ на выходе фильтра при подаче на его вход сигнала $y(t)$. Фильтр был смоделирован в цифровой форме с шагом $\Delta t = 0.1 \mu\text{с}$ с размером окна $N = 20$. Оператор фильтра имел коэффициент передачи постоянной составляющей $K_{пс} = 0.2$ и коэффициент усиления дисперсии шумов 0.85 [5].

Заключение

По заданной частотной характеристике $H(f)$ может быть синтезирован аналоговый фильтр, но настройка такого фильтра под конкретные параметры детектора будет представлять трудоемкую операцию. Больше возможностей в этом отношении представляют дискретные методы преобразования сигналов. Ограничение размеров дискретных операторов определяется допустимой погрешностью реконструкции заданной формы сигналов и точностью формирования нулевой линии при заданном временном разрешении. Работоспособность фильтра проверяется сверткой оператора с сигналом $y(t)$. Погрешность реконструкции флангов сигнала при амплитудных измерениях значения не имеет. Гораздо большее значение имеет быстрое и точное восстановление нулевой линии после формирования выходного сигнала, которое определяет погрешность измерения амплитуды последующего сигнала. Компенсация погрешностей, возникающих за счет усечения спектров и ограничения размеров самого оператора, может проводиться коррекцией значения последнего члена оператора.

Список литературы: 1. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. М.: Высш. шк., 1988. 2. Опенгейм А.В., Шафер Р.В. Цифровая обработка сигналов. М.: Связь, 1979. 416 с. 3. Сиберт У.М. Цепи, сигналы, системы. М.: Мир, 1988. 336 с. 4. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. СПб.: Питер, 2003. 608 с. 5. Лукин А. Введение в цифровую обработку сигналов. М.: МГУ, 2002.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 31.07.2009

УДК 621.371

Синтез оптимального обнаружителя и измерителя АВХ ТВ сигналов отраженных от метеорных следов / Ю. В. Лыков, А. Н. Олейников // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 158. С. 5 – 12.

Уточнена модель ТВ сигнала, учитывающая АВХ отражений от метеорных следов. Выбрана структурная схема и параметры обнаружителя, учитывающие параметры СГИ и их изменение при отражении от метеорного следа с учетом выбранной модели. Математическое моделирование двух обнаружителей показало, что синтезированный обнаружитель дает большее отношение сигнал/шум, чем используемая узкополосная фильтрация.

Ил. 10. Библиогр.: 14 назв.

УДК 621.371

Синтез оптимального виявляча й вимірювача АЧХ ТВ сигналів відбитих метеорними слідами / Ю. В. Лыков, А. М. Олейников // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 158. С. 5 – 12.

Уточнено модель ТВ сигналу, що враховує АЧХ відбиттів від метеорних слідів. Обрано структурну схему й параметри виявляча, що враховують параметри СГІ і їх зміну при відбитті від метеорного сліду з урахуванням обраної моделі. Математичне моделювання двох виявлячів показало, що синтезований виявляч має більше відношення сигнал/шум, ніж використовувана до тепер вузькосмугова фільтрація.

Іл. 10. Бібліогр.: 14 назв.

UDC.621.371

Synthesis of the optimum detector and measurer of amplitude-time characteristics of TV signals reflected from meteoric trails / Y. V. Lykov, A. N. Oleynikov // Radiotekhnika: All-Ukr.Sci. Interdep. Mag. 2009. № 158. P. 5 – 12.

The model of TV signal, considering ATC of reflections from meteoric trails, is refined. The block diagram and parameters of the detector, considering parameters of SEI and their change, are chosen at reflection from a meteoric trail taking into account the chosen model. Mathematical modeling of two detectors has shown that the synthesized detector gives the best signal-to-noise ratio, than the narrow-band filtration in service.

10 fig. Ref.: 14 items.

УДК 681.5.03.033

Сравнительная оценка показателя качества подсистемы автосопровождения по радиальной скорости многоканальной РЛС с фазированной антенной решеткой двумя моделями / А. А. Сосунов, В. А. Васильев, С. В. Полишко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 158. С. 13 – 16.

Предложено использовать уточненную модель для оценки одного из показателей качества – пропускной способности подсистемы автосопровождения по радиальной скорости многоканальной РЛС с фазированной антенной решеткой. Рассчитанные на основе уточненной модели оценки показателя сопоставлены с результатами, полученными с помощью исходной модели.

Ключевые слова: автосопровождение по радиальной скорости, пропускная способность.

УДК 681.5.03.033

Порівняльна оцінка показника якості підсистеми автосупроводження по радіальній швидкості багатоканальної РЛС з фазованою антенною решіткою двома моделями / О. О. Сосунов, В. А. Васильєв, С. В. Полішко // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 158. С. 13 – 16.

Запропоновано використовувати уточнену модель для оцінки одного з показників якості – пропускної здатності підсистеми автосупроводження по радіальній швидкості багатоканальної РЛС із фазованою антенною решіткою. Розраховані на основі уточненої моделі оцінки показника зіставлені з результатами, отриманими за допомогою вихідної моделі

Ключові слова: автосупроводження по радіальній швидкості, пропускна здатність.

UDC 681.5.03.033

The radial velocity subsystem quality parameter comparative estimation of multichannel phase – array by two models / A. A. Sosunov, V. A. Vasilev, S. V. Polishko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 158. P. 13 – 16.

It is suggested to use the improved model for estimating one of the quality parameters, namely, the radial velocity subsystem throughput of multichannel phase-array radar. The estimations of parameter obtained on the basis of the improved model are correlated with the results obtained by the initial model.

Keywords: range tracking, throughput.

УДК 621.396:621.391

Возможности калибровки радара некогерентного рассеяния / Т. А. Скворцов, Ю. В. Черняк, А. В. Фисун // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. С. 17 – 20.

Рассмотрены возможности калибровки радара некогерентного рассеяния (НР) без использования станции вертикального зондирования (ВЗ). Показано, что для калибровки можно использовать сигналы радара, отраженные от ИСЗ, а также сигналы спутников навигационных систем.

Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.396:621.391

Можливості калібрування радара некогерентного розсіяння / Т. А. Скворцов, Ю. В. Черняк, А. В. Фисун // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. С. 17 – 20.

Розглянуто можливості калібрування радара некогерентного розсіяння (НР) без використання станції вертикального зондування (ВЗ). Показано, що для калібрування можна використовувати сигнали радара, відбиті від ІСЗ, а також сигнали супутників навігаційних систем.

Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.396:621.391

Possibilities of noncoherent scattering radar calibration / T. A. Skvorzov, Y. V. Chernyak, A. V. Fisun // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 158. P. 17 – 20.

Possibilities of noncoherent scattering radar calibration without the use of the vertical sounding station are considered. It is shown that the radar signals reflected from the satellites and also the navigation systems signals can be used for calibration.

Ref.: 6 items.

УДК: 681.128.82

Особенности функционирования акустических урвнемеров локационного типа при нестандартных условиях / Б. В. Жуков, Е. И. Березин // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 158. С. 21 – 26.

Рассмотрены особенности функционирования акустических урвнемеров локационного типа при нестандартных каналах распространения. Для двух рабочих частот представлены результаты исследований диапазона снижения потенциала при контроле уровня пенящихся, сыпучих и высокотемпературных сред.

Табл. 2. Ил. 3. Библиогр.: 5 назв.

УДК: 681.128.82

Властивості функціонування акустичних рівневимірювачів локаційного типу за нестандартних умов експлуатації / Б. В. Жуков, Є. І. Березін // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 158. С. 21 – 26.

Наведено властивості функціонування акустичних рівневимірювачів локаційного типу при нестандартних каналах розповсюдження. Для двох робочих частот доводяться результати досліджень зниження потенціалу при контролі рівню пінистих, сипких та високотемпературних середовищ.

Табл. 2. Іл.3. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 681.128.82

Particularities of operation of the acoustic level measurement devices of under nonstandard conditions / B. V. Zhukov, E. I. Berezin // Radiotekhnika: All-Ukr.Sci. Interdep. Mag. 2009. № 158. P. 21 – 26.

Particularities of operation of the acoustic level measurement devices with nonstandard propagation channels are considered. The investigation results of the potential reduction for two working frequencies under control of the level of foamy, loose and high temperature ambiances are represented.

2 tab. 3 fig. Ref.: 5 items.

УДК 551.501.7

Радиоакустическое зондирование при возмущенном состоянии пограничного слоя атмосферы / В. И. Леонидов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 158. С. 27 – 35.

Анализируется влияние турбулентного поля температуры на мощность радио-эхо-сигнала системы радиоакустического зондирования пограничного слоя атмосферы. Обосновывается возможность использования нового подхода к синтезу алгоритма функционирования системы, который позволяет получать информацию о профилях температуры при возмущенном состоянии атмосферного пограничного слоя.

Ил. 2. Библиогр.: 14 назв.

УДК 551.501.7

Радіоакустичне зондування при обуреному стані прикордонного шару атмосфери / В. І. Леонідов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 158. С. 27 – 35.

Аналізується вплив турбулентного поля температури на потужність радіо-ехо-сигналу системи радіоакустичного зондування пограничного шару атмосфери. Обґрунтовується можливість використання нового підходу до синтезу алгоритму функціонування системи, що дозволяє одержувати інформацію про профілі температури при обуреному стані атмосферного пограничного шару.

Іл. 2. Бібліогр.: 14 назв.

UDC 551.501.7

Radioacoustic sounding at the excited state of the atmospheric boundary layer / V. I. Leonidov // Radiotekhnika: All-Ukr.Sci. Interdep. Mag. 2009. № 158. P. 27 – 35.

The turbulent field temperature action on radio-echo-signal capacity of radio-acoustic atmospheric boundary layer sounding system is analyzed. The possibility to use a new approach to synthesis of the system functioning algorithm, which allows getting the information on temperature profiles at the excited state of the atmospheric boundary layer, is substantiated.

2 fig. Ref.: 14 items.

УДК 621.37.01

Поле в зоне дифракции Френеля при рассеянии волн в тропосфере / А. Н. Ключева, В. А. Петров // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 158. С. 36 – 42.

Рассматривается векторное поле радиоволн, рассеянных на регулярных неоднородностях тропосферы, в зоне дифракции Френеля при малых углах рассеяния. Показано, что рассеяние на регулярной неоднородности в виде вертикального профиля диэлектрической проницаемости существенно для уровня поля за радиогоризонтом.

Ил. 3. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.37.01

Поле у зоні дифракції Френеля при розсіянні хвиль у тропосфері / А. М. Ключева, В. А. Петров // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 158. С. 36 – 42.

Розглядається векторне поле радіохвиль, розсіяних на регулярних неоднорідностях тропосфери, у зоні дифракції Френеля за малих кутів розсіяння. Показано, що розсіяння на регулярній неоднорідності у вигляді вертикального профілю діелектричної проникності є суттєвим для рівня поля за радіогоризонтом.

Ил. 3. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.37.01

Field in the Fresnel diffraction zone at waves scattering in troposphere / A. N. Klyueva, V. A. Petrov // Radiotekhnika: All-Ukr.Sci. Interdep. Mag. 2009. № 158. P. 36 – 42.

The vector field of the radio-waves scattered on the regular unhomogeneities of the troposphere in the Fresnel diffraction zone is considered at small scattering angles. It is shown, that scattering on the regular unhomogeneity in the dielectric permittivity vertical profile form is essential for the field level beyond the radio horizon.

3 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.396.98:629.7

Алгоритм и процедура верификации оценки целочисленных неоднозначностей фазовых GPS наблюдений разностной частоты / А. А. Желанов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 158. С. 43 – 52.

Рассмотрены результаты исследования одного из способов решения задачи разрешения начальной фазовой неоднозначности для линейной комбинации наблюдений Wide Lane. Предложены новые алгоритм и процедура верификации оценки целочисленных фазовых неоднозначностей двойных разностей Wide Lane наблюдений с использованием кодово-фазовой комбинации Melbourne-Wubben.

Ил. 5. Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.396.98:629.7

Алгоритм і процедура верифікації оцінки цілочисельних невизначеностей фазових GPS спостережень різницевої частоти / О. О. Желанов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 158. С. 43 – 52.

Розглянуто результати дослідження одного із способів рішення задачі визначення початкової фазової невизначеності для лінійної комбінації спостережень Wide Lane. Запропоновано новий алгоритм і процедуру верифікації оцінки цілочисельних фазових невизначеностей подвійних різниць Wide Lane спостережень з використанням кодово-фазової комбінації Melbourne-Wubben.

Ил.5. Бібліогр.: 10 назв.

UDC 621.396.98:629.7

Algorithm and procedure for verification of integer phase ambiguities GPS measurements estimation / A. A. Zhelanov // Radiotekhnika: All-Ukr.Sci. Interdep. Mag. 2009. № 158. P. 43 – 52.

The results of investigation into one way of the initial phase ambiguity resolution for the Wide Lane linear combination of observation are considered. New algorithms and procedure for verification of the estimated integer phase ambiguities of Wide Lane double differences using Melbourne-Wubben code-phase combinations are offered.

5 fig. Ref.: 10 items.

УДК 621.37:543.42

Экспресс-анализатор сплавов на основе установок для лазерной гравировки / М. И. Дзюбенко, Д. Ф. Кулишенко, А. А. Приёмко, С. Н. Колпаков // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 158. С. 53 – 58.

Представлен экспресс-анализатор состава сплавов металлов на основе серийной установки для лазерной гравировки. Разработан метод обработки спектров, учитывающий особенности количественного спектрального анализа с использованием низкоэнергетических лазеров. Проведены практические испытания разработанного прибора. Получены результаты измерений с относительной погрешностью не более 2,5%.

Табл. 1. Ил. 6. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.37:543.42

Експрес-аналізатор сплавів на основі установок для лазерного гравірування / М. І. Дзюбенко, Д. Ф. Кулішенко, О. О. Приймко, С. М. Колпаков // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 158. С. 53 – 58.

Представлено експрес-аналізатор складу сплавів металів на основі серійної установки для лазерного гравірування. Розроблено метод обробки спектрів, що враховує особливості кількісного спектрального аналізу з використанням низькоенергетичних лазерів. Проведені практичні випробовування розробленого прибору. Отримані результати вимірювань з відносною похибкою не більше 2,5 %.

Табл. 1. Іл. 6. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.37:543.42

Express analyzer of metal alloys based on laser marking system / M. I. Dzjubenko, D. F. Kulishenko, A. A. Priyomko, S. N. Kolpakov // Radiotekhnika: All-Ukr.Sci. Interdep. Mag. 2009. № 158. P. 53 – 58.

The express analyzer of metal alloys composition based on a serial laser marking system is presented. The method of spectral processing taking into account peculiarities of quantity spectral analysis using low energy lasers is developed. Practical investigations of the developed device are performed. Measurement results with a relative error less than 2.5% are obtained.

1 tab. 6 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.385.6

Формирование сигналов сканирования в микроволновой микроскопии с резонаторным микрозондом / И. Н. Бондаренко, Ю. Е. Гордиенко, С.Ю. Ларкин // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 158. С. 59 – 67.

Рассмотрены и проанализированы способы формирования информационных сигналов в микроволновой микроскопии при использовании в качестве измерительных преобразователей резонаторных систем с микрозондами. Предложены и исследованы схемные решения систем формирования информационных сигналов, приведены соотношения, описывающие их работу, проведены сравнительные количественные оценки сигналов.

Ил. 2. Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.385.6

Формування сигналів сканування в мікрохвильовій микроскопії з резонаторним мікрозондом / І. М. Бондаренко, Ю. О. Гордієнко, С.Ю. Ларкін // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 158. С. 59 – 67.

Розглянуто і проаналізовано засоби формування інформаційних сигналів в мікрохвильовій микроскопії за рахунок використання резонаторних систем з мікрозондами як вимірювальних перетворювачів. Запропоновані і досліджені схемні рішення систем формування інформаційних сигналів, приведені вирази, які описують їх функціонування, проведені порівняльні кількісні оцінки сигналів.

Іл. 2. Бібліогр. 10.

UDC 621.385.6

Scanning signals formation in microwave microscopy using cavity microprobe / I. N. Bondarenko, Yu. E. Gordienko, S. Yu. Larkin // Radiotekhnika: All-Ukr.Sci. Interdep. Mag. 2009. № 158. P. 59 – 67.

Techniques for forming the information signals in microwave microscopy are considered and analysed using cavity systems with microprobes as measuring converters. Circuit decisions of systems for information signals formation are offered and investigated, the parities describing their work are given, comparative quantitative estimations of signals are carried out.

2 fig. Ref.: 10 items.

УДК 535.55

Фотонные кристаллы и микрорезонаторы на основе анизотропного мезопористого кремния / В. И. Фесенко, И. А. Сухоиванов, С. Н. Шульга // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 158. С. 68 – 74.

Представлена физико-математическая модель, описывающая одномерные фотонные кристаллы и микрорезонаторы на основе анизотропного мезопористого кремния. Расчет спектральных характеристик, исследуемых структур, произведен с использованием метода скаляризации электромагнитного поля в комплексе с методом конечных разностей. Представлены спектры отражения для двух ортогональных поляризаций падающей плоской волны.

Ил. 10. Библиогр.: 16 назв.

УДК 535.55

Фотонні кристали та микрорезонатори на базі анізотропного мезопористого кремнію / В. І. Фесенко, І. О. Сухоіванов, С. М. Шульга // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 158. С. 68 – 74.

Представлено фізико-математичну модель, яка описує одномірні фотонні кристали та микрорезонатори на базі анізотропного мезопористого кремнію. Розрахунок спектральних характеристик структур, що досліджуються, проведено з використанням методу скаляризації електромагнітного поля в комплексі з методом скінчених різниць. Наведено спектри відбиття для двох ортогональних поляризацій падаючої плоскої хвилі.

Ил. 10. Библиогр.: 16 назв.

UDC 535.55

Photonic crystals and microcavities based on anisotropic porous silicon / V. I. Fesenko, I. A. Sukhoivanov, S. N. Shulga // Radiotekhnika: All-Ukr.Sci. Interdep. Mag. 2009. № 158. P. 68 – 74.

The model for description of one-dimensional anisotropic photonic crystals and microcavities based on dispersive anisotropic porous silicon is proposed. The finite difference technique is applied for the scattering matrix parameter computation. Reflectance spectra for two orthogonal polarizations of the incident plane wave are calculated 10 fig. Ref.: 16 items.

УДК 621.372.852

Диэлектрическое резонансное кольцо в прямоугольном волноводе / Н. И. Українець // Радіотехніка: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 2009. Вип. 158. С. 75 – 80.

Представлены результаты экспериментального исследования рассеяния электромагнитных волн на диэлектрическом резонансном кольце в прямоугольном волноводе. Обнаружены парные резонансы отражения и прохождения и проанализированы их свойства. Проведено сопоставление результатов исследования рассеяния волн на кольце и диске одинаковой толщины и одинакового диаметра диска с внешним диаметром кольца.

Табл. 3. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.372.852

Діелектричне резонансне кільце у прямокутному хвилеводі / М. І. Українець // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 158. С. 75 – 80.

Подано результати експериментального дослідження розсіяння електромагнітних хвиль на діелектричному кільці у прямокутному хвилеводі. Виявлено парні резонанси відбиття і проходження і проаналізовано їх властивості. Здійснено зіставлення результатів дослідження розсіяння хвиль на кільці та диску однакової товщини та однакового діаметра диска із зовнішнім діаметром кільця.

Табл.3. Библиогр.: 6 назв.

UDC 621.372.852

Dielectric resonant ring in the rectangular waveguide / N. I. Ukrainets // Radiotekhnika: All-Ukr.Sci. Interdep. Mag. 2009. № 158. P. 75 – 80.

The results of experimental investigation of the electromagnetic waves scattering by a dielectric resonant ring placed in the rectangular waveguide are presented. The twin resonances of reflection and passage are discovered and their properties are analyzed. The comparison of investigation results of the wave scattering by the ring and the disk with identical thickness and identical diameter of the disk with the external ring's diameter was carried out.

3 tab. Ref.: 6 items.

УДК 537.8.029.6:621.372.825

Истокообразная функция Грина волнового уравнения для круглого волновода / С. Д. Приймченко // Радіотехніка: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 2009. Вип. 158. С. 81 – 88.

Задача построения функции Грина волнового уравнения круглого волновода для синхронного линейного и точечного источников электрического тока решена как задача дифракции фронтов расходящихся тензорных цилиндрической и сферической волн на стенках волновода. Функции Грина круглого волновода получены в виде суммы функций Грина неограниченного пространства и регулярных функций Грина, учитывающих влияние стенок волновода. Для синхронного линейного источника электрического тока функция Грина построена в виде нестационарных ТЕ и ТН волн. Результаты численных расчетов демонстрируют эффективность истокообразного представления функции Грина.

Ил. 2. Библиогр.: 11 назв.

УДК 537.8.029.6:621.372.825

Джерелоподібна функція Гріна хвильового рівняння для круглого хвилеводу / С. Д. Прийменко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 158. С. 81 – 88.

Задачу побудови функції Гріна хвильового рівняння круглого хвилеводу для синхронного лінійного і точкового джерел електричного струму розв'язано як задачу дифракції фронтів розбіжних тензорних циліндричної і сферичної хвиль на стінках хвилеводу. Функції Гріна круглого хвилеводу отримано у вигляді суми функцій Гріна необмеженого простору і регулярних функцій Гріна, що враховують вплив стінок хвилеводу. Для синхронного лінійного джерела електричного струму функція Гріна побудована у вигляді нестационарних ТЕ і ТН хвиль. Результати чисельних розрахунків демонструють ефективність джерелоподібного зображення функції Гріна.

Л. 2. Бібліогр.: 11 назв.

UDC 537.8.029.6:621.372.825

Sourcewise representation of the wave equation Green's function for a circular waveguide / S. D. Priimenko // Radiotekhnika: All-Ukr.Sci. Interdep. Mag. 2009. № 158. P. 81 – 88.

The construction problem of the wave equation Green's function for a circular waveguide in case of synchronous linear and point sources of an electric current is solved as a diffraction problem of divergent tensor cylindrical and spherical waves fronts on a waveguide walls. Green's functions of a circular waveguide are received as the sum of an unlimited space Green's functions and regular Green's functions considering influence of a waveguide walls. The Green's function is constructed in the form of non-stationary TE and TH waves for a synchronous linear source of an electric current. Results of numerical calculations show an efficiency of the sourcewise representation for the Green's function.

2 fig. Ref.: 11 items.

УДК 004.31:004.22:534:621.382

Моделирование процесса формирования элементов оптоэлектронной акустооптической вычислительной среды / А. Ю. Липинский, А. Н. Рудякова // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. науч.-техн. сб. 2009. Вип. 158. С. 89 – 94.

Построена функціональна модель процесу формування елементів оптоелектронної акустооптичної обчислювальної середовища (ОАВС), проведено моделювання для різних варіантів локалізації елементів. Моделювання процесу формування елементів ОАВС дозволило произвести оцінку деяких її технічних характеристик. По кількості елементів пропонується ОАВС порівняти з найбільш сучасними електронними мікропроцесорами, разом з тим її створення не пов'язано з рядом технологічних проблем, притаманних електронній техніці. Комп'ютерні системи, побудовані на основі оптоелектронних акустооптичних обчислювальних серед, здатні забезпечити високу продуктивність при реалізації математичних операцій і функції зберігання інформації за рахунок використання фізичних явищ в акустооптичній середі.

Л. 11. Библиогр.: 9 назв.

УДК 004.31:004.22:534:621.382

Моделювання процесу формування елементів оптоелектронного акустооптичного обчислювального середовища / О. Ю. Липинський, Г. М. Рудякова // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 158. С. 89 – 94.

Побудована функціональна модель процесу формування елементів оптоелектронного акустооптичного обчислювального середовища (ОАОС), проведено моделювання для різних варіантів локалізації елементів. Моделювання процесу формування елементів ОАОС дозволило зробити оцінку деяких її технічних характеристик. По кількості елементів запропонована ОАОС порівняти з найбільш сучасними електронними мікропроцесорами, разом з тим її створення не пов'язано з рядом технологічних проблем, властивих електронній техніці. Комп'ютерні системи, побудовані на основі оптоелектронних акустооптичних обчислювальних середовищ, здатні забезпечити високу продуктивність при реалізації математичних операцій і функції зберігання інформації за рахунок використання фізичних явищ в акустооптичному середовищі.

Л. 11. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 004.31:004.22:534:621.382

Modeling of the process of optoelectronic acousto-optic computational environment elements formation / A. Y. Lipinskii, A. N. Rudiakova // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 158. P. 89 – 94.

The functional model of optoelectronic acousto-optic computational environment (OACE) elements formation process was built, the modeling for the different variants of elements' localization was carried out. The modeling of OACE elements formation process made it possible to perform the estimation of some technical characteristics of the proposed environment. By the number of elements the proposed OACE is comparable with most modern electronic microprocessors. However, its creation is not related to the set of technological problems, associated with electrical technics. The computing systems built on the basis of optoelectronic acousto-optic computational environments are able

to provide a high performance in the realization of mathematical operations and information storing function due to the use of physical phenomena in acousto-optic media.

11 fig. Ref.: 9 items.

УДК 621.396

Анализ частотных свойств синхронизированного автогенератора с автоматической перестройкой частоты генерации / В. В. Печенин, А. Р. Сарамолки // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 158. С. 95 – 99.

Проведен сравнительный анализ частотных свойств синхронизированного автогенератора по одному и двум управляющим входам, один из которых обеспечивает автоматическую перестройку частоты генерации. Показаны на аналитическом уровне основные преимущества исследованного генератора при его использовании в качестве доплеровского фильтра. Показана возможность реализации следящего доплеровского измерителя, отличного от схем частотной и фазовой автоподстройки частоты.

УДК 621.396

Аналіз частотних властивостей синхронізованого автогенератора з автоматичної генерації перестройкою частоти / В. В. Печенин, А. Р. Сарамолки // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 158. С. 95 – 99.

Проведений порівняльний аналіз частотних властивостей синхронізованого автогенератора поодиноці і двом входам, що управляють, один з яких забезпечує автоматичне перо-будівництво частоти генерації. Показані на аналітичному рівні основні переваги іс-следованного генератора при його використанні як доплеровського фільтр. Показано можливість реалізації стежачого доплеровського вимірника, відмінного від схем частотного і фазового автопідстроювання частоти.

УДК 621.396

Analysis of frequency properties of the synchronized ascillator with automatic re-tuning of generation frequency / V. V. Pechenin, A. R. Saramolki // Radiotekhnika: All-Ukr.Sci. Interdep. Mag. 2009. № 158. P. 95 – 99.

The comparative analysis of frequency properties of the synchronized ascillator is conducted by one and by two control inputs, one of which provides automatic re-tuning of generation frequency. Basic advantages of the examined generator, when it is used as the Doppler filter, are shown at the analytical level. The possibility to realize the tracking Doppler measuring device, different from the charts of the frequency and phase self-tuning of frequency.

УДК 621.396.6

Математическое обеспечение автоматизации разработки и проверки программ микроконтроллеров / А. Ю. Воронай, В. Н. Кришук, А. Ю. Малий // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 158. С. 100 – 106.

Описаны методы разработки и проверки программ восьмиразрядных микроконтроллеров с использованием дискретной математики. Доказано, что для разработки программ микроконтроллеров путем трансляции с входного языка в язык ассемблера целевого микроконтроллера нет необходимости использовать промежуточный механизм. Правильность построения структуры трансляции обоснована путем математических доказательств тождественности исходного и конечного кодов.

Ил. 1. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.396.6

Математичне забезпечення автоматизації розробки і перевірки програм мікроконтролерів / О. Ю. Воронай, В.М.Кришук, О.Ю. Малий // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 158. С. 100 – 106.

Описано методи розробки і перевірки програм восьмирозрядних мікроконтролерів з використанням дискретної математики. Доведено, що для розробки програм мікроконтролерів шляхом трансляції з вхідної мови в мову асемблера цільового мікроконтроллера немає необхідності використовувати проміжний механізм. Правильність побудови структури трансляції обґрунтована шляхом математичних доказів тотожності початкового і кінцевого кодів.

Іл. 1. Бібліогр.: 7 назв.

УДК 621.396.6

Mathematical maintaice for automation of microcontrollers programs development and check / A. Voropay, V. Kryshchuk, A. Maly // Radiotekhnika: All-Ukr.Sci. Interdep. Mag. 2009. № 158. P. 100 – 106.

The methods of development and check of the eight-digit microcontrollers programs are described with the use of discrete mathematics. It is proved that for development of the microcontrollers programs by a translation from the input language into the assembler language of the special purpose microcontroller there is no need to use an intermediate mechanism. The validity of construction of the translation structure is grounded by mathematical proofs of identity of the source and eventual codes.

1 fig.. Ref.: 7 items.

УДК 621.3.011.1(07)

Источники энергии в теории линейных электрических цепей / П. Ф. Лебедев // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 158. С. 107 – 110.

Рассмотрены источники электрической энергии, используемые в теории линейных электрических цепей. Представлен корректный вариант схемного решения источника тока во время перехода из режима холостого хода в рабочее состояние. Введено понятие об эквивалентных источниках тока и напряжения. Критерием эквивалентности служит передача энергии в нагрузку. В этом случае идеальные источники связаны законом Ома, а пассивные составляющие цепей - законом эквивалентных структур, который получен на основе преобразования законов Кирхгофа. Неэквивалентные источники широко используются в анализе, а эквивалентные в синтезе структур.

Табл. 1. Ил. 3. Библиогр. 4 назв.

УДК 621.3.011.1(07)

Джерела енергії у теорії лінійних електричних кіл / П. Ф. Лебедев // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 158. С. 107 – 110.

Розглянуто джерела електричної енергії, які використовуються у теорії лінійних електричних кіл. Надан коректний варіант схемного рішення джерела струму під час переходу з режиму холостого ходу у робочий стан. Введено поняття об еквівалентних джерелах струму та напруги. Критерієм еквівалентності служить передача енергії у навантаження. У цьому випадку ідеальні джерела зв'язані законом Ома, а пасивні складові кіл - законом еквівалентних структур, котрий введений на основі перетворення законів Кірхгофа. Нееквівалентні джерела широко використовуються у аналізі кіл, а еквівалентні у синтезі структур.

Табл. 1. Іл. 3. Бібліогр. 4 назв.

UDC 621.3.011.1(07)

Energy sources in the theory of linear electric circuits / P. F. Lebedev // Radiotekhnika: All-Ukr.Sci. Interdep. Mag. 2009. № 158. P. 107 – 110.

The sources of electric energy used in the theory of linear electric circuits are considered. The correct version of the circuit decision of a current source during transition from a mode of idling in a working condition is presented. The concept of equivalent sources of a current and voltage is introduced. Transfer of energy to loading serves as a criterion of equivalence. In this case ideal sources are related to the Ohm's law, and passive components of circuits – to the law of equivalent structures which is deduced from the Kirchhoff's laws transformation. Nonequivalent sources are widely used in the analysis, and equivalent ones - in the synthesis of structures.

1 tab. 3 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.03.01

Самодуальные линейные цепи радиоэлектроники и связи / П. Ф. Лебедев // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 158. С. 111 – 118.

Рассмотрены основные свойства линейных электрических цепей, отнесённых к классу самодуальных цепей, в силу особенностей их структуры – число независимых узлов равно числу контуров. Это практически электрические фильтры и два их подкласса в виде всё пропускающих цепей (фазовращатели) и ничего не пропускающих (мосты или фильтры – пробки). Основу этих цепей составляет их синтез из взаимноэквивалентных звёзд и многоугольников. Две первые структуры способны участвовать в эквивалентных структурных преобразованиях с целью упрощения анализа.

Табл. 8. Ил. 1. Библиогр. 8 назв.

УДК 621.03.01

Самодуальні лінійні кола радіоелектроніки та зв'язку / П. Ф. Лебедев // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 158. С. 111 – 118.

Розглянуто основні властивості лінійних електричних кіл, занесених до класу самодуальних кіл, в силу особливостей їх структур – число незалежних вузлів дорівнює числу контурів. Це практично електричні фільтри і два їх підкласи у вигляді все пропускаючих кіл (фазообертачі) та нічого не пропускаючих (мости або фільтри – пробки). Основу цих кіл складає їх синтез із взаємноеквівалентних зірок та багатокутників. Дві перші структури здатні приймати участь в еквівалентних перетвореннях структур з метою спрощення аналізу.

Табл. 8. Іл. 1. Бібліогр. 8 назв.

UDC 621.03.01

Self-dual linear circuits of radio electronics and communication / P. F. Lebedev // Radiotekhnika: All-Ukr.Sci. Interdep. Mag. 2009. № 158. P. 111 – 118.

The basic properties of the linear electric circuits, related to the class of self-dual circuits by virtue of their structure features (number of independent units is equal to number of contours), are considered. These are practically electric filters and two their subclasses as all-passing circuits (phase shifters) and nothing passing (bridges or filters - fuses). The basis of these circuits is their synthesis of mutually equivalent stars and polygons. The first two structures are capable to participate in equivalent structural transformations with the aim to simplify the analysis.

8 tab. 1 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.371.34

Обнаружитель нешумовых сигналов, замаскированных гауссовым шумом / В.А. Посошенко, А.В. Садчиков, А.Ф. Измайлов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 158. С. 119 – 126.

Известный интерес представляют задачи обнаружения и оценивания сигналов, для которых известна минимальная априорная информация о комплексной огибающей и времени существования на интервале наблюдения. Такого рода задачи характерны для медико-биологических исследований, радиоастрономии, физических экспериментов и т.д. Для решения подобных задач уже неприменимы эффективные процедуры оптимальной или квазиоптимальной фильтрации, а потому требуется поиск наиболее общих алгоритмов обработки, основанных на статистическом различии чистого шума и аддитивной смеси «сигнал плюс шум». Организацию таких алгоритмов удобно искать на основе так называемого «энергетического подхода», который базируется на анализе оценок энергии регистрируемых колебаний на интервале наблюдения в предположении гауссового характера шумов.

Ил. 9. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.371.34

Знаходжувач нешумових сигналів, замаскованих гаусовим шумом / В.О. Посошенко, А.В. Садчиков, А.Ф. Измайлов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 158. С. 119 – 126.

Интерес представляют задачи выявления та оцінювання сигналів, для яких відома мінімальна априорна інформація про комплексну огибаючу та час існування на інтервалі спостереження. Такого роду задачі характерні для медико-біологічних досліджень, радіоастрономії, фізичних експериментів і т.д. Для рішення подібних задач вже не використовуються ефективні процедури оптимальної або квазиоптимальної фільтрації, а тому треба шукати найбільш загальні алгоритми обробки, які базуються на статистичному розліку чистого шуму та адитивної суміші «сигнал плюс шум». Організацію таких алгоритмів зручно шукати на основі так званого «енергетичного підходу», який базується на аналізі оцінок енергії коливань, які реєструються на інтервалі спостереження у передположенні гаусового характеру шумів.

Ил. 9. Бібліогр.: 3 назви

UDC 621.371.34

Indikator not noise signals disguised gaussov by noise / V.A. Pososhenko, A.V. Sadchikov, A.F. Izmaylov // Radiotekhnika: All-Ukr.Sci. Interdep. Mag. 2009. № 158. P. 119 – 126.

Known interest is represented by problems of detection and estimation of signals for which the minimum a-prioristic information about complex bending around and existence time for a supervision interval is known. Such problems are characteristic for medical and biologic researches, radio astronomy, physical experiments etc. For the decision of similar problems effective procedures of an optimum or quasioptimum filtration that is why search of the most general algorithms of the processing based on statistical distinction of pure noise and an additive mix «a signal plus noise» is required are already inapplicable. It is convenient to search for the organisation of such algorithms on the basis of so-called «the power approach» which is based on the analysis of estimations of energy of registered fluctuations on a supervision interval in the assumption gaussov character of noise.

9 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.372.632

Определение помехоустойчивости ЧМн-2 сигналов, формируемых с помощью синтезатора частот косвенного типа / В. С. Сыроветник // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 158. С. 127 – 133.

Рассмотрен принцип использования СЧ косвенного типа для формирования ЧМн-2 сигналов. Определяется помехоустойчивость таких сигналов в различных режимах работы косвенного СЧ для различных способов приема.

Ил. 6. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.372.632

Визначення завадостійкості ЧМн-2 сигналів, що формуються за допомогою синтезатора частот непрямого типу синтезу / В. С. Сыроветник // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 158. С. 127 – 133.

Розглянуто принцип застосування СЧ непрямого типу синтезу для формування ЧМн-2 сигналів. Визначається завадостійкість таких сигналів у різних режимах роботи СЧ для різноманітних способах прийому.

Ил. 6. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.372.632

Definition of noise stability of the BFSK signals formed by the frequencies synthesizer of indirect type / V. S. Syrovetnik // Radiotekhnika: All-Ukr.Sci. Interdep. Mag. 2009. № 158. P. 127 – 133.

The principle of using PLL FS for the BFSK signals formation is considered. The noise stability parameters of such signals are defined for operating modes of PLL FS with various reception methods.

6 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.391.01

Амплитудно-фазовые соотношения радиоканала с потерями / О. В. Гунько // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 158. С. 134 – 143.

Существующие интегральные амплитудно-фазовые соотношения для передаточной функции $K(p)$ линейного аналогового радиоканала применимы в случае мероморфности функции $K(p)$. Если входящие в радиоканал элементы с распределенными параметрами обладают потерями, то мероморфность нарушается из-за появления точек ветвления у функции $K(p)$. Путем новой регуляризации соответствующей краевой задачи показано, что те же амплитудно-фазовые соотношения справедливы и при наличии точек ветвления, т. е. и в тех случаях, когда радиоканал содержит элементы с распределенными параметрами, обладающие потерями.

Библиогр.: 12 назв.

УДК 621.391.01

Амплітудно-фазові співвідношення радіоканала з втратами / О. В. Гунько // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 158. С. 134 – 143.

Існуючі інтегральні амплітудно-фазові співвідношення для передаточної функції $K(p)$ лінійного аналогового радіоканала застосовуються у випадку мероморфності функції $K(p)$. Якщо елементи з розподіленими параметрами, що входять в радіоканал, мають втрати, то мероморфність порушується при появі точок галуження у функції $K(p)$. Завдяки новій регуляризації відповідної крайової задачі доведено, що ті ж амплітудно-фазові співвідношення справедливі і коли з'являються точки галуження, тобто і в тих випадках, коли радіоканал містить елементи з розподіленими параметрами, що мають втрати.

Бібліогр.: 12 назв.

UDC 621.391.01

Amplitude phase relations of the radio channel with losses / O. V. Gunko // Radiotekhnika: All-Ukr.Sci. Interdep. Mag. 2009. № 158. P. 134 – 143.

The existing integral amplitude-phase relations for the transfer function $K(p)$ of the linear analogous radiochannel are applicable in the case of meromorphy of the function $K(p)$ if the elements, with the distributed parameters included in the radio channel have losses, meromorphy is broken because the points of branching appear in the function. By new regularization of the appropriate regional task it is shown that the same amplitude-phase relations are fair also in the presence of the branching points, e. g. when the radio channel contains elements with the distributed parameters that have losses.

Ref.: 12 items.

УДК 538.3+537.86

Волновые процессы в ближней, промежуточной и дальней зонах побочных электромагнитных излучений технических средств / Н. Н. Горобец, А. В. Тривайло // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 158. С. 144 – 151.

Решена внешняя задача электродинамики о нахождении побочных электромагнитных излучений во временной области. На основе метода нестационарных потенциалов Герца решена задача об излучении кабельной линии связи. Волновые процессы вблизи рассмотренного излучателя отличаются большими градиентами амплитуд электромагнитного поля и носят сложный характер. Результаты данного исследования могут быть применены в области технической защиты информации.

Ил. 5. Библиогр.: 10 назв.

УДК 538.3+537.86

Хвильові процеси в ближній, проміжній і дальній зонах побічних електромагнітних випромінювань технічних засобів / Н. Н. Горобець, О. В. Тривайло // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 158. С. 144 – 151.

Вирішена зовнішня задача електродинаміки про знаходження побічних електромагнітних випромінювань в часовій області. На основі методу нестационарних потенціалів Герца вирішена задача про випромінювання кабельної лінії зв'язку. Хвильові процеси поблизу розглянутого випромінювача відрізняються великими градієнтами амплітуд електромагнітного поля і носять складний характер. Результати даного дослідження можуть бути застосовані в області технічного захисту інформації.

Іл. 5. Бібліогр.: 10 назв.

UDC 538.3+537.86

Wave processes in the near, intermediate and far-field zones of spurious electromagnetic radiation of technical facilities / N. N. Gorobets, A. V. Trivaylo // Radiotekhnika: All-Ukr.Sci. Interdep. Mag. 2009. № 158. P. 144 – 151.

The external electrodynamics problem of spurious electromagnetic radiation finding in time domain is solved. The expressions for calculating all the components of electromagnetic radiation fields of the linear communication line have been derived on the basis of the non-stationary Hertz potentials technique. The wave processes near the examined radiator are distinguished by great gradients of the electromagnetic fields amplitudes. The results of this investigation can be used in the field of technical protection of information.

5 fig. Ref:10 items.

УДК 615.84

Терапевтические свойства диадинамических токов и их гармонический состав / А. В. Кипенский, М. Е. Доценко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 158. С. 152 – 161.

Рассмотрено использование электромагнитной энергии в лечебных целях. Показаны особенности методов электротерапии с учетом используемой части спектра электромагнитных колебаний и специфики воздействия. Выполнен гармонический анализ диадинамических токов и произведено сопоставление их спектров с терапевтическими эффектами.

Табл. 1. Ил. 9. Библиогр.: 11 назв.

УДК 615.84

Терапевтичні властивості діадинамічних струмів й їх гармонічний склад / А. В. Кіпенський, М. Є. Доценко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. сб. 2009. Вип. 158. С. 152 – 161.

Розглянуто використання електромагнітної енергії з лікувальною метою. Показано особливості методів електротерапії з урахуванням частини спектра електромагнітних коливань, що використовується, і специфіки впливу. Виконано гармонічний аналіз діадинамічних струмів і проведено зіставлення їх спектрів з терапевтичними ефектами.

Табл. 1. Іл. 9. Бібліогр.: 11 назв.

UDC 615.84

Therapeutic properties of diadynamic currents and their harmonic composition / A.V.Kipensky, M.E. Dotsenko // Radiotekhnika: All-Ukr.Sci. Interdep. Mag. 2009. № 158. P. 152 – 161.

The use of electromagnetic energy in the medical purposes is considered. Features of the electrotherapy methods, taking into account the used part of electromagnetic fluctuations spectrum and specificity of influence, are shown. The harmonic analysis of diadynamic currents is carried out and comparison of their spectra to therapeutic effects is made.

1 tab. 9 fig. Ref.: 11 items.

УДК 658.562.42

Оценивание параметров качества тестового контроля в образовательных системах / Е. С. Малышкіна // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 158. С. 162 – 168.

Предложен метод определения достоверности входного контроля знаний студентов с использованием методов альтернативного выборочного контроля. В качестве показателя достоверности контроля используется вероятность принятия правильного решения по результатам контроля. Для этого были определены: достаточное число студентов, пришедших на входной контроль, для заданного уровня достоверности контроля; приемочное число студентов, не справившихся с тестами. Определена зависимость достоверности входного контроля от числа студентов, пришедших на входной контроль, для различных значений приемочного числа.

Табл. 1. Ил. 3. Библиогр.: 5 назв.

УДК 658.562.42

Оцінювання параметрів якості тестового контролю в освітніх системах / К. С. Малишкіна // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. сб. 2009. Вип. 158. С. 162 – 168.

Запропоновано метод визначення достовірності вхідного контролю знань студентів з використанням методів альтернативного вибіркового контролю. В якості показника достовірності контролю використовується вірогідність прийняття вірного рішення з результатів контролю. Для цього були визначені: достатня кількість студентів, що повинні прийти на вхідний контроль, для заданого рівня достовірності контролю; приймальне число студентів, які не впоралися з тестами. Визначена залежність достовірності вхідного контролю від кількості студентів, які явилися на вхідний контроль, для різних значень приймального числа.

Табл. 1. Іл. 3. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 658.562.42

Determination of the quality parameters of entrance inspection at educational systems / K. S. Malyshkina // Radiotekhnika: All-Ukr.Sci. Interdep. Mag. 2009. № 158. P. 162 – 168.

The reliability of entrance inspection of students' knowledge is determined with the use of sampling methods for inspection by attributes. Probability of the proper decision-making in inspection is used as a measure of the entrance inspection reliability. The following data were determined for it: number of students, who have to come to entrance inspection, sufficient for the given value of reliability; reasonable number of students, who didn't cope with

their test. The dependence of the reliability of the entrance inspection on the number of students, who came to entrance inspection, is determined for different quantities of acceptance value.

1 tab. 1 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.372(075): 616.8–072.7(035)

Выделение значимых признаков электроэнцефалограмм / О.И. Харченко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 158. С.169 - 175.

Рассмотрены вопросы применения радиометодов обработки случайных сигналов для анализа электроэнцефалограмм. Показаны особенности применения спектрального, частотно-временного и корреляционно-го методов. Введен численный показатель оценки межполушарной асимметрии ЭЭГ и рассмотрена методика его расчета.

Ил.б. Табл. 1. Библиогр.: 17 назв.

УДК 621.372(075): 616.8–072.7(035)

Визначення значимих ознак електроенцефалограм / О.І. Харченко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. науч.-техн. зб. 2009. Вип. 158. С.169 - 175.

Розглянуто питання застосування радіометодів обробки випадкових сигналів щодо аналізу електроенцефалограм. Показано особливості застосування спектрального, частотно-часового та кореляційного методів. Введено числовий показник оцінки міжнапівкульової асиметрії ЕЕГ та розглянуто методику його розрахунку.

Ил. 6. Табл. 1. Библиогр.: 17 назв.

UDC 621.372(075): 616.8–072.7(035)

Definition of significant indications of electroencephalograms / O.I. Kharchenko // Radiotekhnika: All-Urk. Sci. Interdep. Mag. 2009. N 158. P.169 - 175.

Problems of application of radioengineering methods random signals transmitting to electroencefalograms analysis are observed. Singularities of application of spectral, time-and-frequency and correlation methods are shown. The numerical parameter of an evaluation interhemisphere asymmetry EEG is injected and the procedure of its calculation surveyed.

6 fig. Tabl. 1. Ref.: 17 items.

УДК 621.396.6-76

Экспериментальные исследования технологических режимов герметизации и контроля герметичности корпусов датчиков для изделий радиоэлектронной аппаратуры / В.Г. Котух, В. И. Степаненко, М. С. Тушева, О. Е. Деменко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 158. С. 176 – 179.

Рассмотрены результаты комплексных научно-исследовательских работ по определению оптимальных режимов герметизации корпусов датчиков для изделий радиоэлектронной аппаратуры. Разработана оригинальная технологическая оснастка для реализации технологического процесса лазерной сварки кольцевых швов корпусов. Даны рекомендации по использованию лазерных технологических установок типа «Квант».

Ил. 3. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.396.6-76

Експериментальні дослідження технологічних режимів герметизації контролю герметичності корпусів датчиків для виробів радіоелектронної апаратури / В. Г.Котух, В.І. Степаненко, М.С. Тушева, О.Є.Деменко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. науч.-техн. зб. 2009. Вип. 158. С.176 – 179.

Розглянуто результати комплексних науково-дослідних робіт за визначенням оптимальних режимів герметизації корпусів датчиків для виробів радіоелектронної апаратури. Розроблено оригінальне технологічне оснащення для реалізації технологічного процесу лазерної зварки кільцевих швів корпусів. Видано рекомендації з використання лазерних технологічних установок типу «Квант».

Ил. 3. Библиогр.: 3 назви.

UDC 621.396.6-76

Experimental researches of the technological modes of pressurizing and control of impermeability of corps of sensors for the wares of radio electronic apparatus / V. G. Kotuh, V. I. Stepanenko, M. S. Tusheva, O. E. Demenko // Radiotekhnika: All-Urk. Sci. Interdep. Mag. 2009. N 158. P. 176 – 179.

The results of complex scientific of research works are considered on determination of the optimum modes of pressurizing of corps of sensors for the wares of radio electronic apparatus. The original technological rigging is developed for realization of technological process of the laser welding of circular guy-sutures of corps. Taken the recommendation on the use of the laser technological settings of type is «Quant».

УДК 681.586.73

Электрохемиллюминесцентный анализатор ЭЛАН-3d для биомедицинских исследований / Ю.Т. Жолудов, Д. В. Снежко, Е. А. Кукоба, Е. М. Белаши, Н. Н. Рожницкий // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 158. С. 180 – 186.

Работа посвящена разработке современного аналитического прибора ЭЛАН-3d для электрохимического/ электрохемилюминесцентного (ЭХЛ) анализа в биологии, медицине и экологии. Разработанный прибор заполняет пустующую нишу недорогого ЭХЛ оборудования, предназначенного для исследовательских целей. ЭЛАН-3d базируется на внешнем блоке, содержащем потенциостат и модуль фотоэлектронного умножителя в светонепроницаемом боксе. Внешний блок подключен к персональному компьютеру через плату сбора данных Advantech PCI-1711. ЭЛАН-3d предназначен для исследований в области разработки новых ЭХЛ композиций, сенсоров и методов и содержит ряд оригинальных технических решений.

Ил. 5. Библиогр.: 17 назв.

УДК 681.586.73

Електрохемилюмінесцентний аналізатор ЕЛАН-3d для біомедичних досліджень / Ю.Т. Жолудов, Д.В. Сніжко, Є.А. Кукоба, О.М. Білаш, М.М. Рожницький // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 158. С.180 – 186.

Работа посвящена разработке современного аналитического прибора ЭЛАН-3d для электрохимического/ электрохемилюминесцентного (ЕХЛ) анализа в биологии, медицине та экологии. Разработанный прибор заполняет пустующую нишу недорогого ЕХЛ оборудования, предназначенного для исследовательских целей. ЭЛАН-3d базируется на внешнем блоке, содержащем потенциостат та модуль фотоэлектронного помножувача у світлонепроникному боксі. Зовнішній блок підключений до персонального комп'ютера за допомогою плати збору даних Advantech PCI-1711. ЕЛАН-3d призначений для досліджень в галузі розробки нових ЕХЛ композицій, сенсорів та методів та містить низку оригінальних технічних рішень.

Ил. 5. Библиогр.: 17 назв.

UDC 681.586.73

Electrochemiluminescent analyzer ELAN-3d for biomedical research / Y. T. Zholudov, D. V. Snizhko, E. A. Kukoba, O. M. Bilash, M. M. Rozhitskii // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N 158. P.180 – 186.

The work is devoted to development of the modern digital analytical apparatus ELAN-3d for electrochemical/ electrochemiluminescent (ECL) assays in biomedical and environmental applications. The developed device fills the gap of inexpensive ECL equipment aimed at research. ELAN-3d is based of external unit containing potentiostat and PMT module in a light-proof box. The external unit is connected to PC via Advantech PCI-1711 data acquisition card. ELAN-3d is aimed at research in the area of new ECL compositions, sensors and methods development and contains a number of original technical approaches.

5 fig. Ref.: 17 items.

УДК 621.391

Преобразование формы сигналов в системах / Н.Н.Чернышов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 158. С.187-193.

Понятия сигнала и системы неразрывны, так как любой сигнал существует в какой-либо системе его обращения. Существуют и комплексные измерительно-вычислительные системы, которые выполняют регистрацию и первичную обработку сигналов непосредственно в материальной форме их представления и преобразование сигналов в цифровую форму. Форма реализации систем в теоретическом плане существенного значения не имеет. Система любого назначения всегда имеет вход, на который подается входной сигнал или многомерное входное воздействие, и выход, с которого снимается обработанный выходной сигнал. Формализованная система представляет собой определенный системный оператор преобразования входного сигнала в сигнал на выходе системы. Для общеизвестных операций преобразования сигналов применяются расширенные символы операторов трансформации, где вторым символом и специальными индексами обозначается конкретный вид операции. Входной сигнал системы может представлять собой m -мерный вектор, а выходной сигнал n -мерный вектор, при этом система будет иметь m входов и n выходов. По типу обработки входных сигналов они подразделяются на системы непрерывного времени, в основном для аналоговых или дискретных сигналов непосредственно в процессе измерений, и цифровые системы для обработки данных, зарегистрированных на промежуточных носителях. Совокупность системного оператора и областей входных/выходных сигналов образует математическую модель.

Ил.8. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391

Перетворення форми сигналів в системах / М.М.Чернишов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 158.С.187-193.

Поняття сигналу й системи нерозривні, тому що будь-який сигнал існує в якій-небудь системі його обігу. Існують і комплексні вимірювально-обчислювальні системи, які виконують як реєстрацію й первинну обробку сигналів безпосередньо в матеріальній формі їхнього подання, так і перетворення сигналів у цифрову форму. Форма реалізації систем у теоретичному плані істотного значення не має. Система будь-якого призначення завжди має вхід, на який подається вхідний сигнал або багатомірний вхідний вплив, і вихід, з

якого знімається оброблений вихідний сигнал. Формалізована система являє собою певний системний оператор перетворення вхідного сигналу в сигнал на виході системи. Для загальновідомих операцій перетворення сигналів застосовуються розширені символи операторів трансформації, де другим символом і спеціальними індексами позначається конкретний вид операції. Вхідний сигнал системи може являти собою m -мірний вектор, а вихідний сигнал n -мірний вектор, при цьому система буде мати m входів й n виходів. По типі обробки вхідних сигналів вони звичайно підрозділяються на системи безперервного часу, в основному для аналогових або дискретних сигналів безпосередньо в процесі вимірів, і цифрові системи для обробки даних, зареєстрованих на проміжних носіях. Сукупність системного оператора й областей вхідних/вихідних сигналів утворить математичну модель.

Л.8. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.391

Transformation of the form of signals to systems / N.N.Cyernyshov // Radiotekhnika: All-Urk. Sci. Interdep. Mag. 2009. N 158. P.187 – 193.

Concepts of a signal and system are indissoluble, as any signal exists in any system of its reference. There are also complex izmeritelno-computing systems which carry out as registration and a preprocessing of signals directly in the material form of their representation, and transformation of signals to the digital form. The form of realisation of systems in the theoretical plan of essential value has no. The system of any appointment always has an input on which the entrance signal or multidimensional entrance influence, and an exit from which the processed target signal acts in film is given. The formalized system represents the certain system operator of transformation of an entrance signal in a signal on a system exit. The expanded symbols of operators of transformation where the second symbol and special indexes designates a concrete kind of operation are applied to well-known operations of transformation of signals. The entrance signal of system can represent m - a measured vector, and a target signal n - the measured vector, thus system will have m inputs and n exits. As processing of entrance signals they are usually subdivided into systems of continuous time, basically for analogue or discrete signals directly in the course of measurements, and digital systems for the data processing, registered on intermediate carriers. Set of the system operator and areas of entrance/target signals forms mathematical model.

8 fig. Ref.: 5 items