

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

РАДИОТЕХНИКА

**Всеукраинский межведомственный
научно-технический сборник**

Основан в 1965 г.

В Ы П У С К 1 8 7

Харків
Харківський національний
університет радіоелектроніки
2016

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

Н.И. Слипченко, *д-р физ.-мат наук, проф. (главный редактор)*

Ю.Б. Гимпилевич, *д-р физ.-мат. наук, проф.*

И.Д. Горбенко, *д-р техн. наук, проф.*

Ю.Е. Гордиенко, *д-р физ.-мат. наук, проф.*

А.Н. Довбня, *чл.-кор. НАНУ, д-р физ.-мат. наук, проф.*

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

А.А. Коноваленко, *академик НАНУ, д-р физ.-мат. наук*

В.М. Кузмичев, *д-р физ.-мат. наук, проф.*

Л.М. Литвиненко, *академик НАНУ, д-р физ.-мат. наук*

А.И. Лучанинов, *д-р физ.-мат. наук, проф. (зам. главного редактора)*

И.М. Неклюдов, *академик НАНУ, д-р физ.-мат. наук*

А.Г. Пашенко, *канд. физ.-мат. наук, доц. (ответственный секретарь)*

В.В. Поповский, *д-р техн. наук, проф.*

Э.Д. Прохоров, *д-р физ.-мат. наук, проф.*

А.И. Стрелков, *д-р техн. наук, проф.*

К.С. Сундучков, *д-р техн. наук, проф.*

П.Л. Токарский, *д-р физ.-мат. наук, проф.*

А.И. Фисун, *д-р физ.-мат. наук, проф.*

Г.И. Хлопов, *д-р техн. наук*

Я.С. Шифрин, *д-р техн. наук, проф.*

Международная редакционная коллегия

A.G. Karabanov, USA

S.E. Sandström, Sveden

N. Chichkov, Germany

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

Технический секретарь Е.С. Полякова

Рекомендовано Ученым советом Харьковского национального университета радиоэлектроники, протокол № 51 от 29.12.2016.

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

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

СОДЕРЖАНИЕ

ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СЕТИ И СИСТЕМЫ

<i>Д.В. Агеев, М.Т. Салах</i> Структурный и параметрический синтез инфокоммуникационной сети в условиях самоподобного трафика с несколькими периодами нагрузки	5
<i>А.В. Лемешко, А.С. Еременко, Н. Тарики</i> Усовершенствование потоковой модели быстрой перемаршрутизации с реализацией масштабируемых схем защиты элементов телекоммуникационной сети	14
<i>А. Мерсни, А. Ильяшенко</i> Комплексный критерий оптимальности балансировки нагрузки при многопутевой маршрутизации в телекоммуникационной сети с неоднородной топологией	25
<i>Н.А. Штомпель</i> Биоинспирированный подход к оптимизации декодирования кодов с малой плотностью проверок на четность	34
<i>Е.Б. Ткачева, Раед Яхя Абдулхафур, Хассан Мохамед Мухи-Алдин</i> Анализ эффективности механизмов балансировки нагрузки в программно-конфигурируемых сетях	38
<i>И.Д. Горбенко, А.А. Замула, Е.А. Семенов, В.Л. Морозов</i> Метод комплексного улучшения характеристик ортогональных ансамблей на основе мультипликативного объединения сигналов различных классов	43

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ СИСТЕМЫ

<i>Е.В. Рогожкин, В.А. Пуляев</i> Цифровые технологии при зондировании ионосферы методом некогерентного рассеяния	54
<i>Б.В. Перельгин, Г.А. Боровская, А.М. Лужбин</i> Анализ требований потребителей к видам и характеристикам информации, получаемой от метеорологической радиолокационной системы мониторинга	58
<i>В. Д. Кукуш</i> Экспериментальная радиометеорная установка для мониторинга динамики атмосферы Земли на высотах 80 - 105 км по сигналам телевизионного вещания на базе технологии программно-определяемого радио	66

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА, АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА МИКРОВОЛНОВОЙ ТЕХНИКИ

<i>М. Е. Калиберда, С. А. Погарский, А. В. Позняков</i> Анализ дефектов периодической решетки в виде отсутствия одиночной ленты	74
<i>О.И. Белоус, О.Н. Сухоручко, А.И. Фисун</i> Генератор миллиметрового диапазона волн с многозеркальным открытым резонатором	79
<i>Т.А. Цалиев</i> Слабосверхнаправленная волноводно-щелевая антенная решетка осевого излучения	84
<i>Ю.В.Рассохина, В.Г. Крыжановский</i> Метод анализа неоднородностей в полосково-щелевых структурах. Ч. 1: Анализ скачка ширины в микрополосковой линии методом поперечного резонанса	91
<i>И.Н. Бондаренко, Е.А. Горбенко, В.И. Краснощок</i> Микроволновый переключатель на основе волноводного тройника для компрессионного резонаторного формирователя импульсов	100

ФИЗИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

<i>С.К. Романовский, В.Л. Уваров</i> Люминесценция аморфных диэлектриков, индуцированная высокоэнергетичными электронами	105
--	-----

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА И СРЕДСТВА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

<i>В.В. Печенин, К.А. Щербина, М.А. Вонсович</i> Система фазовой автоподстройки частоты с комбинированным управлением подстраиваемого генератора	112
<i>М.А. Мирошник, Э.Н. Кулак, Егана Мовсум кызы Алиева, Д.Г.Караман, Ю.В. Пахомов</i> Методы проектирования самопроверяемых цифровых автоматов	124

ТЕХНОЛОГИЯ, ОБОРУДОВАНИЕ И ПРОИЗВОДСТВО ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ

<i>А.В. Никитчук, Б.М. Уваров</i> Оптимизация теплового режима и надежности радиоэлектронного блока	132
---	-----

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ И СРЕДСТВ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

<i>Ю.И. Козин, В.И. Леонидов, А.В. Кравцов, Р.А. Бобнев</i> Устройство измерения электрических характеристик биоткани	138
<i>О.А.Ремаева, Е.В.Ремаев</i> Устройство измерения электрических характеристик биоткани	143
Оптический метод неинвазивного определения артериального давления человека	143

РЕФЕРАТЫ	148
----------	-----

CONTENT

TELECOMMUNICATIONS NETWORKS AND SYSTEMS

<i>D.V. Ageyev, M.T. Salah</i> Structural and parametric synthesis of infocommunication network in condition of self-similar traffic with multiple periods of demands	5
<i>O.V. Lemeshko, O.S. Yeremenko, N. Tariki</i> Improvement of the Fast ReRoute flow-based model with implementation of the scalable protection schemes of telecommunications network elements	14
<i>A. Mersni, A. Ilyashenko</i> Complex optimality criterion for load balancing with multipath routing in telecommunications networks of non-uniform topology	25
<i>M.A. Shtompel</i> Bioinspired approach to optimization of decoding low-density parity-check codes	34
<i>O.B.Tkachova, Abdulghafoor Raed Yahya, Hassan Mohamed Muhi-Aldeen</i> Analysis of the effectiveness of the load balancing mechanisms in Software-Defined Networking	38
<i>I.D. Gorbenko, A.A. Zamula, E.A. Semenko, V.L. Morozov</i> Method for complex improvement of characteristics of orthogonal ensembles based on the multiplicative combining of signals of different classes	43

RADIO ENGINEERING AND TELEVISION SYSTEMS

<i>E.V. Rogozkin, V.A. Pulayev</i> Digital technology in probing the ionosphere by the incoherent scatter method	54
<i>B. Perelygin, H. Borovska, A. Luzbin</i> Analysis of consumer requirements to the types and characteristics of data obtained from the meteorological radar monitoring system	58
<i>V. Kukush</i> Experimental software-defined radio-meteor equipment for atmosphere dynamics monitoring at 80 - 105 km altitudes using terrestrial television broadcast signals	66

ELECTRODYNAMICS, ANTENNAS

AND MICROWAVE TECHNOLOGY DEVICES

<i>M. E. Kaliberda, S. A. Pogarsky, A. V. Poznyakov</i> Defects in periodic grating analysis in the form of single strip absence	74
<i>O. I. Belous, O.N. Sukhoruchko, A. I. Fisun</i> Generator of millimeter wavelength range with many-mirror open resonator	79
<i>T.A. Tsaliev</i> Poorly super directed waveguide-slot array antenna axial radiation	84
<i>Yu.V. Rassokhina, V. G. Krizhanovski</i> The method of discontinuities analysis in microstrip-slotline structures. Part 1: Analysis of step discontinuity in microstrip line by transverse resonance technique	91
<i>I.N. Bondarenko, E.A. Gorbenko, V.I. Krasnoshok</i> Microwave switch based on waveguide tee for the compression cavity pulse shaper	100

PHYSICAL ELECTRONICS

<i>S.K.Romanovsky, V.L.Uvarov</i> Luminescence of amorphous dielectrics induced with high-energy electrons	105
--	-----

RADIO ENGINEERING DEVICES AND TELECOMMUNICATIONS FACILITIES

<i>V.V. Pechenin, K.A. Scherbina, M.A. Vonsovitch, O.I. Kulik</i> Phase locked loop system with combined control of tunable oscillator	112
<i>M.A. Miroschnik, E.N. Kulak, Yegana Movsum kyzy Aliyev, D.G. Karaman, Y.V. Pakhomov</i> Methods of designing digital self-checking automate	124

TECHNOLOGY, EQUIPMENT

AND PRODUCTION OF ELECTRONIC EQUIPMENT

<i>A.V. Nikitchuk, B.M. Uvarov</i> Optimization of the thermal regime and reliability of radio-electronic block	132
---	-----

APPLICATION OF METHODS AND MEANS OF RADIO ELECTRONICS

<i>U.I. Kosin, V.I. Leonidov, A.V. Kravzov, R.A. Bobnev</i> Device for measurement of biological tissue electric characteristics	138
<i>O.A.Remayeva, Ye.V.Remayev</i> Optical noninvasive method for dmeasuring arterial pressure of man	143
ABSTRACTS	148

ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СЕТИ И СИСТЕМЫ

УДК 621.391

Д.В. АГЕЕВ, д-р техн. наук, М.Т. САЛАХ

СТРУКТУРНЫЙ И ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ В УСЛОВИЯХ САМОПОДОБНОГО ТРАФИКА С НЕСКОЛЬКИМИ ПЕРИОДАМИ НАГРУЗКИ

Введение

Инфокоммуникационные сети предназначены для обеспечения функционирования информационных систем и характеризуются большим разнообразием предоставляемых услуг. В сети передается трафик с различными требованиями к качеству обслуживания. Требования к качеству обслуживания принято описывать параметрами QoS. Кроме этого, следует обратить внимание на то, что спрос на различные информационные и инфокоммуникационные услуги не одинаков во времени и обладает периодами роста и спадов. При этом образуется периодическое изменение нагрузки. В случае, если производительность сети недостаточна для обслуживания возросшей нагрузки, это приводит к ухудшению качества обслуживания.

Традиционный подход, широко используемый для односервисных сетей, базируется на расчете параметров сети для худшего случая, а именно, для часа наибольшей нагрузки, что обычно позволяет гарантировать удовлетворение требований к качеству обслуживания. Это подход, хоть и не позволяет получить решение эффективного использования сетевых ресурсов на всем временном интервале, но хорошо себя зарекомендовал при планировании сетей.

В случае мультисервисных сетей с большим разнообразием трафика эта ситуация усугубляется тем, что обычно периоды максимальной нагрузки (час наибольшей нагрузки) для различных информационных и инфокоммуникационных услуг не совпадают [1]. В этом случае традиционный подход, базирующийся на расчете для максимальной нагрузки (равной сумме максимальных нагрузок для каждой из услуг), также позволяет получить параметры и конфигурацию инфокоммуникационной сети, удовлетворяющей требованиям к качеству обслуживания для любого периода времени, но эффективность использования сетевых ресурсов падает еще значительно.

При планировании инфокоммуникационных сетей, особенно с учетом колебаний интенсивности трафика на малых периодах времени, возникает необходимость в наиболее точном описании и моделировании трафиков, циркулирующих в сети. На данный момент наиболее корректными считаются модели самоподобных процессов [2], которые позволяют более точно, чем модели простейших потоков описать процессы, протекающие в современных мультисервисных инфокоммуникационных сетях.

В связи с этим возникает структурного и параметрического синтеза инфокоммуникационных сетей с несколькими периодами нагрузки и с учетом самоподобного характера передаваемого трафика в сети.

Предметная постановка задачи синтеза

Проектируемая инфокоммуникационная сеть обеспечивает предоставление абонентам множества инфокоммуникационных услуг посредством соответствующих серверов. В процессе планирования данной сети необходимо определить места установки соответствующих серверов, маршруты передачи трафиков услуг для каждого из периодов и пропускные способности каналов связи.

Исходными данными при решении задачи являются:

$U = \{u_i\}$ – множество абонентов инфокоммуникационной сети;

$S = \{s_i\}$ – множество инфокоммуникационных услуг, предоставляемых в сети;

$Z = \{z_i\}$ – множество серверов инфокоммуникационных услуг;

$G = \{g_i\}$ – множество сетевых узлов.

Для каждого сервера задано множество сетевых узлов, где он может быть установлен, и затраты на его установку в этом узле:

$G_i^Z = \{g_{ij}^Z\}$ – подмножество сетевых узлов, где возможна установка сервера z_i ;

d_{ij}^Z – затраты на установку сервера z_i в сетевом узле $g_j \in G_i^Z$

Все множество сетевых узлов, где возможна установка серверов услуг, разбивается на два подмножества:

G^M – множество узлов, где возможна установка нескольких серверов инфокоммуникационных услуг;

G^S – множество узлов, где допустима установка только одного сервера.

В множестве сетевых узлов задано подмножество узлов $R \subset G$, которые могут выполнять функции коммутации (в этих узлах установлено коммутационное оборудование).

Топология сети считается известной с известным местоположением абонентских узлов $u_i \in U$ и узлов коммутации.

$B = \{b_{ij}\}$ – множество каналов связи в инфокоммуникационной сети, которые могут использоваться для передачи трафика, образуемого при предоставлении услуг абонентам, где b_{ij} – канал связи, связывающий узлы сети g_i и g_j .

Заданными считаются удельные затраты на организацию пропускных способностей каналов с необходимым значением:

d_{ij} – удельные расходы на обеспечение пропускной способности канала связи.

Зависимость затрат на организацию пропускной способности канала связи заданной величины имеют линейную зависимость от их пропускной способности.

Трафик, передаваемый между серверами и абонентами инфокоммуникационной сети, считается известным и известны все его параметры.

По своим характеристикам трафик образует несколько периодов нагрузки. Количество таких периодов заранее известно. Для каждого периода нагрузки заданы его характеристики.

Необходимо найти:

- пропускные способности каналов связи;
- маршруты передачи трафика в сети для каждого из периодов нагрузки;
- места установки серверов.

Найденная конфигурация должна обеспечивать минимальные затраты на организацию пропускных способностей каналов связи необходимой величины и на установку серверов в сетевых узлах, при условии, что среднесетевая задержка не превысит допустимой величины.

Метод решения подзадачи выбора мест установки серверов и маршрутов передачи трафиков

Планируемая инфокоммуникационная система обладает наложенной структурой. Согласно общей методике синтеза с применением моделей в виде многослойного графа, необходимо выделить интересующие нас слои. В данном случае к таким слоям, представленным наложенными сетями, можно отнести:

- слой телекоммуникационной сети, которая обеспечивает передачу трафика возникающего при предоставлении в сети инфокоммуникационных услуг;

– совокупность слоев, каждый из которых отвечает инфокоммуникационной услуге, а их количество равно количеству услуг, предоставляемых в проектируемой инфокоммуникационной сети.

Далее каждый из слоев описываем графом, который соответствует данной наложенной сети. Так, граф слоя телекоммуникационной сети $\Gamma^N = (V^N, E^N)$ описывает топологию телекоммуникационной сети. Вершины данного графа соответствуют сетевым узлам:

$$g_i \Leftrightarrow v_i^N, \quad \forall g_i \in G, v_i^N \in V^N. \quad (1)$$

Ребра $e_{ij}^N = (v_i^N, v_j^N)$ графа Γ^N соответствуют каналам $b_{ij} \in B$ связи телекоммуникационной сети:

$$b_{ij} \Leftrightarrow e_{ij}^N, \quad \forall b_{ij} \in B, e_{ij}^N \in E^N, e_{ij}^N = (v_i^N, v_j^N) \quad (2)$$

Совокупность графов $\Gamma^S = \{\Gamma^s\}$ слоев инфокоммуникационной сети

$$s_i \Leftrightarrow \Gamma^i, \quad \forall s_i \in S, \Gamma^i \in \Gamma^S \quad (3)$$

содержит вершины, соответствующие абонентам и серверам инфокоммуникационных услуг, которые задействованы в предоставлении инфокоммуникационной услуги соответствующей этому слою:

$$u_i \Leftrightarrow v_i^S, v_i^S \in V^S, \quad \forall u_i \in U. \quad (4)$$

Для каждой информационной связи, которая возникает при предоставлении инфокоммуникационной услуги, в состав графов этого слоя вводятся ребра, их моделирующие.

Далее синтезируется граф $\Gamma' = (V^N, V^S, E')$, связывающий вершины слоев многослойного графа, который содержит ребра, соединяющие вершины V^N графа Γ^N с вершинами V^S графов $\{\Gamma^s\}$ и описывают местоположение абонентов соответствующих инфокоммуникационных услуг в узлах телекоммуникационной сети. Кроме этого в состав графа Γ' входят ребра, связывающие вершины V^S графа $\{\Gamma^s\}$, которые соответствуют серверам инфокоммуникационных услуг с вершинами V^N графов Γ^N , соответствующих сетевым узлам, в которых данный сервер может быть расположен.

Исходный многослойный граф MLG , который используется при решении задачи является объединением этих графов:

$$MLG = \Gamma^N \cup \left(\bigcup_{s=1}^{N_S} \Gamma^s \right), \quad N_S = |S|. \quad (5)$$

По ребрам $\{\Gamma^s\}$ пропускаем поток $\{\gamma(e_{ij}^s)\}$, величина которого равна интенсивности трафика между узлами отправитель – получатель. Решение поставленной задачи состоит в нахождении структуры многослойного подграфа MLG' минимального веса графа MLG и выборе значений пропускных способности ребер графа Γ^N , которые удовлетворяли бы ограничениям по пропускной способности ребер, структуре многослойного графа и условиям сохранения потоков в вершинах.

Потоковая модель для этого многослойного графа описывается условиями-ограничениями. Условие сохранения потока в вершинах графа:

$$\sum_j x_{ji}^{sk}(t) - \sum_j x_{ij}^{sk}(t) = \begin{cases} -x_{mn}^{sk}, & (v_i^N, v_d^S) \in E', v_d^S \Leftrightarrow \alpha_k^S; \\ x_{mn}^{sk}, & (v_i^N, v_d^S) \in E', v_d^S \Leftrightarrow \beta_k^S; \\ 0, & \text{иначе} \end{cases},$$

$$\forall v_i^N \in V^N, \forall s \in S, \forall \mu_k^S \in M^S, \quad (6)$$

где $x_{ij}^{sk}(t)$ – переменная-индикатор, отображающая использование ребра $e_{ij}^N \in \Gamma^N$ для передачи k -го потока s -й услуги в направлении от v_i^N к v_j^N в период времени t ; x_{mn}^{sk} – переменная-индикатор, отображающая использование ребра $e'_{smn} = (v_m^S, v_n^N)$ для передачи k -го потока s -й услуги; α_k^S, β_k^S – узел-отправитель и узел-получатель k -го потока s -й услуги.

Условие, запрещающее передачу транзитных потоков через вершины, которые не являются маршрутизаторами в инфокоммуникационной сети:

$$\sum_s \sum_{k: (v_i^N, v_d^S) \notin E', v_d^S \Leftrightarrow \alpha_k^S} \sum_j x_{ij}^{sk} + \sum_s \sum_{k: (v_i^N, v_d^S) \notin E', v_d^S \Leftrightarrow \beta_k^S} \sum_j x_{ji}^{sk} = 0, \quad \forall v_i^N \in V^N \setminus V^R, \forall t, \quad (7)$$

Потоки могут протекать только по существующим ребрам, которые связывают слои:

$$\sum_{k: v_m^S \in \{v_\alpha^S, v_\beta^S\}, v_\alpha^S \Leftrightarrow \alpha_k^S, v_\beta^S \Leftrightarrow \beta_k^S} x_{mn}^{sk} \leq K \cdot y_{mn}^S, \quad \forall (v_m^S, v_n^N) \in E', \quad (8)$$

где y_{mn}^S – отражает вхождение ребра (v_m^S, v_n^N) в состав результирующего подграфа MLG' .

Для передачи потоков между слоями для каждой вершины v_m^S может быть использовано только одно ребро (сервер может быть установлен только в одном узле):

$$\sum_{n: (v_m^S, v_n^N) \in E'} y_{mn}^S \leq 1, \quad \forall v_m^S \in V^S. \quad (9)$$

Для узлов, где допускается установка только одного сервера, вводится ограничение

$$\sum_s \left(\sum_{m: (v_m^S, v_n^N) \in E'} y_{mn}^S \right) \leq 1, \quad \forall v_n^N \in V^A. \quad (10)$$

Потоки в ребрах $e_{ij}^N \in \Gamma^N$ и их пропускные способности должны удовлетворять условию

$$\sum_s \sum_k \lambda_k^S \cdot x_{ij}^{sk}(t) \leq c_{ij}, \quad \forall t, \forall e_{ij}^N \in E^N, \quad (11)$$

$$c_{ij} = c_{ji}, \quad \forall e_{ij}^N \in E^N. \quad (12)$$

Суммарный вес многослойного графа должен быть минимальным:

$$\sum_{e'_{mn} \in E'} d'_{sn} \cdot y_{mn}^s + \sum_{e_{ij}^N \in E^N} d_{ij} \cdot c_{ij} \rightarrow \min. \quad (13)$$

Эта задача сведена к задаче целочисленного программирования и решается с использованием программного пакета CPLEX v.12.

Метод выбора пропускных способностей каналов связи для самоподобного трафика при известном распределении потоков

Согласно общему методу решения задачи следующим этапом после нахождения местоположения серверов услуг и распределения потоков в сети является выбор пропускных способностей каналов связи с учетом самоподобного характера трафика в инфокоммуникационной сети.

Исходными данными при решении данной подзадачи являются следующие.

Дано:

$U = \{u_i\}$ – множество абонентов инфокоммуникационной сети;

$S = \{s_j\}$ – множество инфокоммуникационных услуг, предоставляемых в сети;

$Z = \{z_i\}$ – множество серверов инфокоммуникационных услуг;

$G = \{g_j\}$ – множество сетевых узлов.

Известна топология сети с известным местоположением абонентских узлов $u_i \in U$, узлов коммутации и серверов $z_i \in Z$.

$B = \{b_{ij}\}$ – множество каналов связи в инфокоммуникационной сети, которые могут использоваться для передачи трафика, образуемого при предоставлении услуг абонентам, где b_{ij} – канал связи, связывающий узлы сети g_i и g_j .

(z_i, g_j) – местоположение серверов инфокоммуникационных услуг, заданное парами соответствий сервер – сетевой узел; $z_i \Rightarrow g_j, z_i \in Z, g_j \in G_i^Z \subseteq G$.

Заданы удельные затраты на организацию пропускных способностей каналов с необходимым значением:

d_{ij} – удельные расходы на обеспечение пропускной способности канала связи.

Задано множество потоков с их характеристиками и маршрутами передачи между узлами отправитель – получатель (между абонентами и серверами и между серверами):

$M^j = \{\mu_i^j\}$ – множество трафиков, возникающих в сети предоставления услуги $s_j \in S$;

$(\alpha_i^j, \beta_i^j, \gamma_i^j, a_i^j, H_i^j)$ – набор параметров самоподобного трафика $\mu_i^j \in M^j$;

α_i^j, β_i^j – узлы получатель и отправитель для трафика μ_i^j ;

γ_i^j, a_i^j, H_i^j – интенсивность, индекс дисперсии и значение параметра Херста трафика μ_i^j ;

Необходимо определить: значения пропускных способностей каналов связи c_{ij} таким образом, чтобы среднесетевая задержка в сети не превышала заранее определенную величину $T_{дон}$. Критерий оптимальности – минимум суммарных затрат на организацию требуемых пропускных способностей каналов связи сети.

В качестве математической модели, используемой при решении данной подзадачи, будем использовать модель сети в виде многослойного графа, синтезированного при решении предыдущей подзадачи.

Таким образом, математическую модель задачи с использованием многослойного графа можно представить следующим образом.

Задано:

MLG' – многослойный граф, описывающий структуру синтезируемой сети. Этот граф является результирующим подграфом исходного многослойного графа, найденного при решении предыдущей задачи;

$d(e_{ij}^N)$ – удельные затраты на организацию канала связи единичной пропускной способности;

$Y(t) = \{Y^l(t)\}$ – множество потоков, протекающих ребрами многослойного графа MLG' во временном интервале t ;

$(\gamma_i^j(t), a_i^j(t), H_i^j(t))$ – параметры потока, протекающего ребрами многослойного графа MLG' во временном интервале t .

Необходимо найти: $c_{ij}^N, \forall e_{ij}^N \in E^N$ – пропускные способности ребер графа, соответствующих каналам связи синтезируемой телекоммуникационной сети.

Распределение потоков и их маршруты передачи определены при решении предыдущей задачи.

Потоки, протекающие ребрами e_{ij}^N графа телекоммуникационной сети Γ^N , являются групповыми потоками, протекающими во временном интервале t , и для их моделирования применяется модель фрактального броуновского трафика [3, 4], характеризующегося набором параметров: $\lambda_{ij}^s(t)$ – интенсивность потока, бит/с; $\iota_{ij}^s(t)$ – средняя длина пакета, бит; $\xi_{ij}^s(t)$ – коэффициент дисперсии; $H_{ij}^s(t)$ – параметр Херста.

Обозначим как $\gamma_{ij}^N(t)$ поток, протекающий по ребру графа нижнего слоя. Поток γ_{ij}^N образуется в результате объединения потоков, соответствующих потокам, протекающим по ребрам верхних слоев многослойного графа. Учитывая, что найденные при решении предыдущей задачи значения переменных индикаторов $x_{ij}^{sk}(t)$ определяют маршруты протекания потоков в ребрах e_{ij}^N графа телекоммуникационной сети Γ^N , можно записать:

$$\lambda_{ij}(t) = \sum_s \sum_k \lambda_k^s(t) \cdot x_{ij}^{sk}(t) \quad (14)$$

$$H_{ij}(t) = \max_{s,k} [H_k^s(t) x_{ij}^{sk}(t)] \quad (15)$$

$$\xi_{ij}(t) = \frac{\sum_s \sum_k \lambda_k^s(t) \cdot \xi_k^s(t) \cdot x_{ij}^{sk}(t)}{\sum_s \sum_k \lambda_k^s(t) \cdot x_{ij}^{sk}(t)} \quad (16)$$

Таким образом, основываясь на приведенной математической модели инфокоммуникационной системы, задачу параметрического синтеза сформулируем как оптимизационную задачу следующего вида.

Критерий оптимальности:

$$\sum_{e_{ij}^N \in E^N} d_{ij} \cdot c_{ij} \rightarrow \min . \quad (17)$$

Ограничения:

$$\frac{1}{\Lambda} \sum_{e_{ij}^N \in E^N} \left[\frac{\lambda_{ij}(t)}{c_{ij}} \left(1 + \frac{\left(\lambda_{ij}(t) \right)^{2H_{ij}(t)-1} / \left(2-2H_{ij}(t) \right) \cdot c_{ij}^{1/(2-2H_{ij}(t))}}{\left(c_{ij} - \lambda_{ij}(t) \right)^{H_{ij}(t)/(1-H_{ij}(t))}} \right) \right] \leq T_{don}, \quad \forall t; \quad (18)$$

$$\lambda_{ij}(t) = \sum_s \sum_k \lambda_k^s(t) \cdot x_{ij}^{sk}(t) \quad (19)$$

$$H_{ij}(t) = \max_{s,k} [H_k^s(t) x_{ij}^{sk}(t)] \quad (20)$$

$$\xi_{ij}(t) = \frac{\sum_s \sum_k \lambda_k^s(t) \cdot \xi_k^s(t) \cdot x_{ij}^{sk}(t)}{\sum_s \sum_k \lambda_k^s(t) \cdot x_{ij}^{sk}(t)} \quad (21)$$

$$c_{ij} = c_{ji}, \quad \forall e_{ij}^N \in E^N \quad (22)$$

$$\lambda_{ij}^1(t) < c_{ij}^1, \quad \forall e_{ij}^1 \in E^1, \forall t, \quad (23)$$

Задача параметрического синтеза (17) – (23) была сведена к задаче без ограничений и решена с применением метода наискорейшего спуска, реализованного в среде MatLab.

Сопоставление результатов многопериодного синтеза с применением моделей простейшего потока и моделей самоподобного процесса

Исследования предложенного метода структурно-параметрического синтеза с несколькими периодами нагрузки проведем посредством эксперимента, цель которого – проверка целесообразности использования моделей самоподобных процессов вместо моделей простейшего потока, принятого в классической теории телетрафика.

Для этого проведем сравнительный анализ двух методов, один из которых на стадии параметрического синтеза и выбора значений пропускных способностей каналов базируется на моделях простейшего потока. Второй – метод структурно-параметрического синтеза инфокоммуникационных сетей, который использует модели самоподобных процессов.

В эксперименте использовалась методика, предусматривающая решение задачи структурно-параметрического синтеза обоими методами при одинаковых исходных данных.

Сравнение результирующей стоимости полученной конфигурации инфокоммуникационной сети показало, что стоимость сети, синтезированная предложенным в работе методом структурно-параметрического синтеза, имеет большее значение. Это объясняется тем, что при передаче в сети трафика с эффектом самоподобия пропускные способности каналов связи должны быть больше, чем для трафика, описываемого моделями простейшего потока (трафик без эффекта самоподобия).

Полученные в результате решения задачи методом, базирующимся на классических моделях простейшего потока, значения пропускных способностей каналов связи использовались при расчете среднесетевой задержки в сети с использованием расчетных выражений для самоподобного трафика. При этом расчете использовались параметры самоподобного трафика с интенсивностями, равными интенсивностям потоков, используемых

при решении задачи структурно-параметрического синтеза методом, базирующимся на классических моделях (табл. 1).

По результатам исследования можно сделать вывод, что при использовании для решения задачи структурно-параметрического синтеза метода, базирующегося на использовании моделей простейшего потока, мы получаем значения пропускных способностей каналов связи, которые не позволяют получить конфигурацию инфокоммуникационной сети, удовлетворяющей требованиям по среднесетевой задержке для случая, если в сети будет передаваться трафик с эффектом самоподобия. Это объясняется тем, что применение классических моделей выдает оптимистическую оценку задержки пакетов в узлах сети и, как результат, занижает необходимое значение производительности узлов и пропускных способностей каналов связи.

Таблица 1

Вариант набора исходных данных	$\bar{T}_{доп}$, мс	$\bar{T}_{п.м.}$, мс	$\bar{T}_{с.м.}$, мс
1	8,8	10,3	8,7
2	4,9	6,1	4,8
3	2,0	2,3	2,0
4	7,2	8,6	7,1
5	2,9	3,4	2,9
6	3,5	4,0	3,5

Полученные в результате эксперимента результаты и выводы дают в некоторой степени ожидаемый результат: увеличение пропускных способностей каналов связи, с одной стороны, позволяет передавать трафик с большей интенсивностью, а с другой стороны – увеличивает затраты на строительство сети. Поэтому возникает интерес к исследованию конфигураций сети с одинаковыми стоимостями.

Следует обратить внимание, что применение обоих методов приводило к тому, что структура (топология и размещение серверов) сети была одинаковой и одинаковыми были распределения потоков в сети. Это объясняется тем, что в обоих случаях в результате декомпозиции решаемой задачи использовался метод, который не зависит от используемой модели трафика в сети. В этом случае для уравнивания стоимостей сети весь избыток средств можно направить на увеличение пропускных способностей каналов связи. В проводимом эксперименте мы для конфигурации, полученной методом, базирующимся на классических моделях, пропорционально увеличили пропускные способности каналов связи.

Полученная после увеличения пропускных способностей каналов связи конфигурация сети использовалась для расчета среднесетевой задержки с использованием как моделей простейшего потока, так и моделей самоподобных процессов.

Сравнительный анализ среднесетевых задержек (табл. 2) показал, что увеличение пропускных способностей, как и ожидалось, привело к уменьшению среднесетевой задержки в случае передачи через сеть трафика без эффекта самоподобия. В то же время, в случае передачи в сети самоподобного трафика среднесетевая задержка в конфигурации сети, синтезированной с применением классических моделей с их дальнейшим пропорциональным увеличением, была на 5 – 13 % больше среднесетевой задержки, чем в сети, синтезированной предложенным методом.

Таблица 2

Вариант набора исходных данных	\bar{T} , мс	$\bar{T}_{п.м.}$, мс	$\bar{T}_{с.м.}$, мс	Выигрыш, %
1	8,8	9,0	8,4	7,1
2	4,9	5,2	4,6	13,0
3	2,0	2,1	1,9	5,3

4	7,2	7,3	6,9	5,8
5	2,9	3,0	2,8	7,3
6	3,5	3,7	3,3	12,1

Выводы

1. Представление структуры инфокоммуникационной сети в виде модели многослойного графа позволяет повысить эффективность решения задач синтеза и описать систему как единый целостный объект.

2. Применение модели трафика в инфокоммуникационной сети в виде модели самоподобного процесса позволяет более точно описать характеристики современного трафика.

3. В качестве модели групповых потоков в инфокоммуникационных сетях целесообразно использовать модель фрактального броуновского движения.

4. Усовершенствован метод многопериодного параметрического синтеза инфокоммуникационной сети за счет использования моделей потоков как самоподобных процессов.

По результатам сравнительного анализа установлено, что многопериодный синтез, по сравнению с однопериодным, позволяет получить структуру инфокоммуникационной сети в среднем на 10 % процентов меньшей стоимости при удовлетворении одинаковых значений ограничений на среднесетевую задержку. Также использование предложенного метода позволило уменьшить среднее время задержки на 7 – 14 % по сравнению с методами, которые базируются на пуассоновских процессах.

Список литературы: 1. *Pióro M. Routing, flow, and capacity design in communication and computer networks / M. Pióro, D. Medhi.* – San Francisco : Morgan Kaufmann, 2004. – 765 p. 2. *Leland W. E. Self-similarity in high-speed packet traffic: analysis and modeling of Ethernet traffic measurements / W. E. Leland, M. S. Taqqu, W. Willinger, D. V. Wilson // Statistical Science.* – 1995. – Vol. 10. – P. 67–85. 3. *Norros I. A Storage Model with Self-Similar Input // Queueing Syst.* – 1994. – Vol. 16, No 3–4. – P. 387–396. 4. *Norros I. On the use of fractional Brownian motion in the theory of connectionless networks // Sel. Areas Commun. IEEE J.* – 1995. – Vol. 13, No 6. – P. 953–962.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 21.10.2016

УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ПОТОКОВОЙ МОДЕЛИ БЫСТРОЙ ПЕРЕМАРШРУТИЗАЦИИ С РЕАЛИЗАЦИЕЙ МАСШТАБИРУЕМЫХ СХЕМ ЗАЩИТЫ ЭЛЕМЕНТОВ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ

Введение

Маршрутизация традиционно является достаточно эффективным средством обеспечения межконцевого (end-to-end) качества обслуживания (Quality of Service, QoS) в современных телекоммуникационных сетях (ТКС). Именно протоколы маршрутизации за счет применения соответствующих метрик могут определять и использовать пути, обладающие заданными свойствами, с точки зрения доступной производительности, средней задержки и уровня потерь пакетов [1]. Важно отметить, что в существующие протоколы заложены возможности структурной и функциональной адаптации маршрутных решений к изменению состояний ТКС, например ее топологии и пропускной способности сетевых элементов. Ввиду территориальной распределенности и высокой размерности ТКС обновление информации о состоянии сети на ее маршрутизаторах с формированием адекватной карты сети на каждом из них происходит не мгновенно, а занимает некоторое время, характеризующее сходимость (convergence) маршрутного протокола. Поэтому период обновления маршрутных таблиц (update timer) может достигать десятков секунд. Например, в протоколе RIP (Routing Information Protocol) он составляет 30 с, а в протоколе IGRP (Interior Gateway Routing Protocol) – 90 с [2].

Постоянно растущая производительность ТКС, проявляющаяся в достижении каналами связи терабитных скоростей, приводит к тому, что в случае отказов или перегрузки сетевого оборудования большие объемы данных, передаваемые за время определения протоколом обходных маршрутов, могут быть потеряны. Это может очень критично сказаться на численных значениях основных QoS-показателей. В этой связи транспортные ТКС, базирующиеся на технологиях IP (Internet Protocol) и MPLS (Multiprotocol Label Switching), дополнены средствами повышения отказоустойчивости маршрутных решений. К ним, прежде всего, стоит отнести функционально взаимодополняющие друг друга технологии быстрой протокольной сходимости (Fast IGP/BGP Convergence), отказоустойчивой маршрутизации (Fault-tolerant routing) и быстрой перемаршрутизации (Fast ReRoute, FRR) [3 - 7].

1. Обзор решений по быстрой перемаршрутизации в ТКС

Технологии быстрой перемаршрутизации FRR, как и большинство средств повышения надежности сетевых решений, основаны на введении избыточности в маршрутные решения, что проявляется в том, что наряду с основным маршрутом (или множеством маршрутов) одновременно рассчитывается резервный (backup) путь или мультипуть. При этом допускается технологическая реализация следующих схем защиты элементов сети [1, 3 - 6, 8] – канала, узла, пути и пропускной способности. Защита того или иного элемента сети заключается в том, что резервный путь не должен содержать защищаемый узел или канал ТКС. При защите пути (мультипути) основной и резервный могут иметь общие лишь узлы отправителя и получателя. Защита пропускной способности проявляется в том, что резервный маршрут должен не только обходить защищаемый элемент сети, но и обеспечивать заданную пропускную способность соединения. Таким образом, использование резервного пути (мультипути) позволит восстановить передачу пакетов вне проблемного узла/канала/пути уже через несколько десятков миллисекунд [7]. Сам же резервный путь будет активен до момента формирования маршрутным протоколом обновленного основного пути, который является кратчайшим в рамках выбранной маршрутной метрики. Это

позволяет на практике существенно повысить производительность ТКС и улучшить основные показатели качества обслуживания.

Рост требований пользователей к уровню качества обслуживания определяет необходимость постоянного усовершенствования протокольных средств быстрой перемаршрутизации. В наиболее перспективные из них заложены следующие сетевые решения [7]:

1. Механизм выбора маршрута в зависимости от его стоимости (Equal Cost Multipath, ESMР), который относится к базовым решениям, обладая невысокой вычислительной сложностью. Особенностью такого подхода является то, что каждый из множества резервных путей обладает приблизительно одинаковой метрикой.

2. Механизмы LFA (Loop Free Alternate), использование которых направлено на предотвращение образования маршрутных петель вдоль резервного маршрута, что также способствует улучшению QoS при защите узлов, каналов связи и пути в целом [9].

3. Механизмы на основе построения максимально избыточных деревьев (Maximally Redundant Trees, MRT) [10, 11]. Эти решения основаны на графовых моделях расчета двух непересекающихся путей (мультипутей) между заданной парой вершин графа. Один из маршрутов выступает основным, а второй – резервным. При этом каждый из путей не должен содержать петлю, поэтому их можно рассматривать как деревья графа. Для обеспечения максимально возможных показателей отказоустойчивости и производительности эти два типа маршрутов-деревьев должны полностью покрывать исходный граф сети, моделирующий структуру ТКС. Используемые комбинаторные алгоритмы расчета имеют невысокую вычислительную сложность, однако ограничено учитывают характеристики передаваемых потоков и функциональные параметры сети, например интенсивность потока и пропускные способности каналов связи ТКС.

Анализ известных решений в области быстрой перемаршрутизации [3, 4, 7, 8] позволил сформулировать перечень ключевых требований, которым должны соответствовать перспективные решения в этой области и, прежде всего, математические модели и методы, на которых они основываются:

- учет потокового характера трафика, что является отличительной особенностью большинства мультимедийных сервисов и обязательным моментом при реализации схем защиты пропускной способности сети;
- приемлемая вычислительная сложность маршрутных решений;
- высокая масштабируемость решений по быстрой перемаршрутизации;
- поддержка основных схем защиты элементов сети (узла/канала/пути);
- расширение возможностей существующих решений по поддержке балансировки нагрузки, связанных с реализацией многопутевых стратегий маршрутизации с соответствующей поддержкой схем защиты не одного пути, а мультипути, т.е. нескольких путей, по которым передаются пакеты одного и того же потока.

Известен ряд подходов к решению задач быстрой перемаршрутизации, которые в разной степени удовлетворяют указанным требованиям. Так, например, в работах [1, 12] предложены потоковые модели решения задачи быстрой однопутевой перемаршрутизации с защитой пути. При этом в работе [12] предложены соответствующие алгоритмы определения основных и резервных непересекающихся между собой путей, при этом основной путь должен обязательно проходить через определенные транзитные узлы. В этих работах технологическая задача была представлена в виде оптимизационной задачи целочисленного программирования. Кроме того, в [12] предложены эвристические методы повышения эффективности предлагаемых решений для сетей высокой размерности. Поэтому данный подход может быть взят за основу механизма LFA и его модификаций, однако использование непересекающихся путей при защите отдельных маршрутизаторов отрицательно скажется на производительности ТКС и приведет к избыточному резервированию сетевого ресурса.

В свою очередь, в работах [13, 14] предложена потоковая модель быстрой перемаршрутизации в ТКС, в рамках которой обеспечивается реализация основных схем резервирования элементов сети (канала, узла и маршрута), а также пропускной способности соединения. Получаемые таким образом решения ориентированы на поддержку как однопутевой, так и многопутевой стратегии маршрутизации. Однако отказоустойчивость многопутевых решений при защите узла и канала сети, как показано в работе [14], была обеспечена за счет отказа от линейности используемой математической модели. Переход же к нелинейным моделям расчетов, как правило, приводит к повышению вычислительной сложности проводимых расчетов. Кроме того, в статье [14] с помощью формулировки особого вида критерия оптимальности получаемых маршрутных решений заложена возможность реализации механизмов защиты подверженных отказам элементов сети не только одного, но и нескольких основных маршрутов различных потоков, одним (общим для данных потоков) резервным участком (facility backup), что положительно влияет на масштабируемость сети и ее производительность.

В этой связи актуальной представляется задача, связанная с усовершенствованием потоковой модели быстрой перемаршрутизации с реализацией масштабируемых схем защиты элементов телекоммуникационной сети и обеспечением приемлемой вычислительной сложности получаемых маршрутных решений.

2. Структурная модель ТКС

Предположим, что структуру телекоммуникационной сети описывает граф $G = (R, E)$ (рис. 1), в котором $R = \{R_i; i = \overline{1, m}\}$ – это множество вершин, моделирующих маршрутизаторы, а $E = \{E_{i,j}; i, j = \overline{1, m}; i \neq j\}$ – множество дуг, представляющих каналы связи в ТКС. Обозначим через $R_i^* = \{R_j; E_{j,i} \neq 0; j = \overline{1, m}; i \neq j\}$ подмножество маршрутизаторов, которые являются смежными для маршрутизатора R_i .

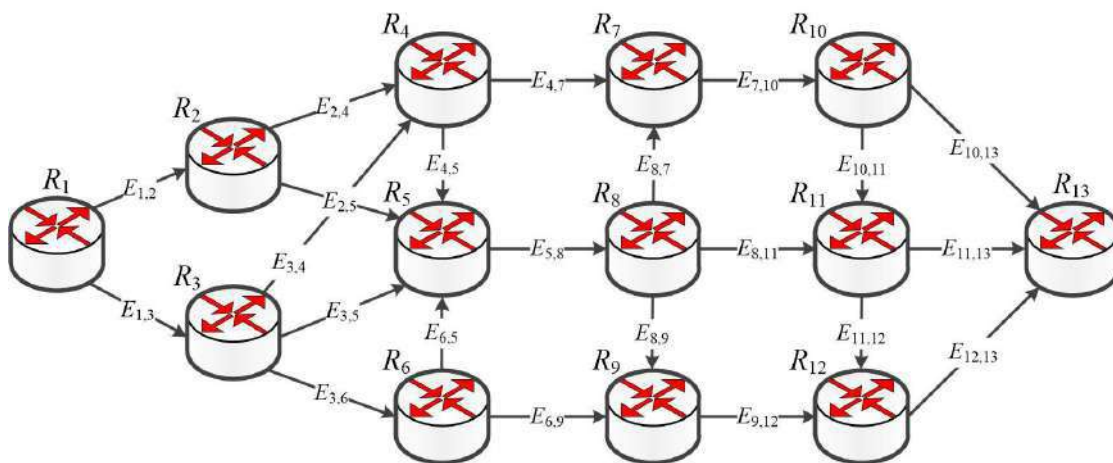


Рис. 1

Тогда $|E| = n$ определяет количество каналов связи в ТКС. При этом каждой дуге $E_{i,j} \in E$, моделирующей соответствующий канал связи сети, поставим в соответствие его пропускную способность $\varphi_{i,j}$.

3. Функциональная модель быстрой перемаршрутизации в ТКС

Пусть с каждым k -м одноадресным потоком связан ряд функциональных параметров: λ^k – средняя интенсивность пакетов k -го потока, измеряемая в пакетах за секунду (1/с); s_k – узел-отправитель; d_k – единственный узел-получатель, при $k \in K$, где K – множество потоков в сети. В ходе решения задачи одноадресной маршрутизации необходимо рассчитать множество переменных $x_{i,j}^k$, каждая из которых характеризует долю интенсивности k -го потока в канале связи, представленного дугой $E_{i,j} \in E$ и входящего в основной маршрут. Количество маршрутных переменных $x_{i,j}^k$ соответствует произведению $|K| \cdot |E|$.

На управляющие переменные в соответствии с их физическим смыслом накладывается ряд ограничений. Так, при использовании в ТКС однопутевой маршрутизации потоков имеют место условия:

$$x_{i,j}^k \in \{0;1\}. \quad (1)$$

В случае, когда предусматривается возможность реализации многопутевых решений, условия (1) заменяются на выражения вида

$$0 \leq x_{i,j}^k \leq 1. \quad (2)$$

Для обеспечения согласованности при расчете множества маршрутных переменных, отвечающих за реализацию маршрутизации в ТКС в целом, важно обеспечить выполнение условий сохранения потока в узлах основного пути/мультипути [3]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{j:E_{i,j} \in E} x_{i,j}^k - \sum_{j:E_{j,i} \in E} x_{j,i}^k = 0; \quad k \in K, R_i \neq s_k, d_k; \\ \sum_{j:E_{i,j} \in E} x_{i,j}^k - \sum_{j:E_{j,i} \in E} x_{j,i}^k = 1; \quad k \in K, R_i = s_k; \\ \sum_{j:E_{i,j} \in E} x_{i,j}^k - \sum_{j:E_{j,i} \in E} x_{j,i}^k = -1; \quad k \in K, R_i = d_k. \end{array} \right. \quad (3)$$

В системе (3) индекс j указывает номер входного или выходного интерфейса маршрутизатора R_i , через который k -й поток поступает или покидает маршрутизатор.

При решении задачи быстрой перемаршрутизации в ТКС наряду с расчетом множества основных маршрутов необходимо рассчитать и множество резервных путей. Поэтому, как показано в работе [14], вводятся дополнительные маршрутные переменные $\bar{x}_{i,j}^k$, которые характеризуют долю k -го потока в канале связи, представленного дугой $E_{i,j}$, но уже резервного пути/мультипути. Для обеспечения связности резервного пути/мультипути на переменные $\bar{x}_{i,j}^k$ накладываются ограничения, аналогичные (3):

$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{j: E_{i,j} \in E} \bar{x}_{i,j}^k - \sum_{j: E_{j,i} \in E} \bar{x}_{j,i}^k = 0; \quad k \in K, R_i \neq s_k, d_k; \\ \sum_{j: E_{i,j} \in E} \bar{x}_{i,j}^k - \sum_{j: E_{j,i} \in E} \bar{x}_{j,i}^k = 1; \quad k \in K, R_i = s_k; \\ \sum_{j: E_{i,j} \in E} \bar{x}_{i,j}^k - \sum_{j: E_{j,i} \in E} \bar{x}_{j,i}^k = -1; \quad k \in K, R_i = d_k. \end{array} \right. \quad (4)$$

4. Формулирование условий защиты элементов сети при реализации быстрой перемаршрутизации в ТКС

В данной работе предлагается при реализации схемы защиты канала $E_{i,j} \in E$ на маршрутные переменные $\bar{x}_{i,j}^k$, отвечающие за определение резервного пути, наложить дополнительные ограничения, аналогичные (1) и (2). При этом в случае использования многопутевой маршрутизации по резервным путям вводится условие вида

$$0 \leq \bar{x}_{i,j}^k \leq \delta_{i,j}^k, \quad (5)$$

а при реализации однопутевой стратегии имеет место следующее ограничение:

$$\bar{x}_{i,j}^k \in \{0; \delta_{i,j}^k\}, \quad (6)$$

где

$$\delta_{i,j}^k = \begin{cases} 0, & \text{при защите канала связи } E_{i,j}; \\ 1, & \text{в противном случае} \end{cases} \quad (7)$$

Выполнение условий (5) и (6) гарантирует, что защищаемый канал $E_{i,j} \in E$ не будет использоваться резервным маршрутом при реализации как однопутевой, так и многопутевой маршрутизации. Условия (5) и (6) носят линейный характер в отличие от нелинейных решений, предложенных в работе [14], что способствует снижению вычислительной сложности получения конечных протокольных решений.

При защите узла в работе [14] используются нелинейные выражения для реализации данной схемы. В работе [12] предложен подход, основанный на введении линейных условий вида:

$$x_{j,i}^k + \bar{x}_{j,i}^k \leq 1 \quad \text{при } R_j \in R_i^*, \quad j = \overline{1, m},$$

которые справедливы при использовании лишь однопутевой стратегии маршрутизации. В данной работе при реализации схемы защиты узла $R_i \in R$ условия (5) и (6) обобщаются на случай защиты множества каналов связи, инцидентных защищаемому узлу. Тогда при реализации многопутевой маршрутизации имеют место следующие ограничения:

$$0 \leq \bar{x}_{i,j}^k \leq \delta_{i,j}^k \quad \text{при } R_j \in R_i^*, \quad j = \overline{1, m}, \quad (8)$$

а в случае использования однопутевой стратегии вводится система условий:

$$\bar{x}_{i,j}^k \in \{0; \delta_{i,j}^k\} \quad \text{при } R_j \in R_i^*, \quad j = \overline{1, m}, \quad (9)$$

где выбор значений $\delta_{i,j}^k$ подчиняется условию (7).

Таким образом, выполнение требований условий (8) или (9) гарантирует защиту узла $R_i \in R$, запрещая использование резервным маршрутом всех каналов, которые выходят из данного узла. Так как защите подлежат лишь транзитные маршрутизаторы, то запрет на использование исходящих каналов в соответствии с условиями (4) предотвращает включение в резервный путь и входных каналов для данного узла, что в результате способствует защите узла R_i в целом. Положительной чертой условий (8) и (9) также является их линейность.

В случае реализации схемы защиты пути необходимо обеспечить отсутствие общих узлов и каналов как в основном, так и резервном маршрутах. Тогда по аналогии с результатами, полученными в работе [12], при реализации однопутевой маршрутизации необходимо выполнить следующие линейные условия:

$$\sum_{R_j \in R_i^*} \sum_{R_p \in R_i^*} (x_{j,i}^k + \bar{x}_{p,i}^k) \leq 1, \quad \forall R_i \in R \setminus \{s_k, d_k\}. \quad (10)$$

При многопутевой маршрутизации условия защиты мультипути сохраняют нелинейную форму:

$$\sum_{R_j \in R_i^*} \sum_{R_p \in R_i^*} x_{j,i}^k \bar{x}_{p,i}^k = 0, \quad \forall R_i \in R \setminus \{s_k, d_k\}. \quad (11)$$

Вид выражений (11) несколько отличается от условий, предложенных в работе [14], так как в ранее известном решении резервный мультипуть допускал узловое пересечение с основным. Таким образом, вновь вводимое условие (11) является более строгим.

При необходимости осуществления резервирования пропускной способности сети, а также с целью предотвращения возможной перегрузки каналов связи ТКС при реализации стратегий как однопутевой, так и многопутевой маршрутизации в модель по аналогии с результатами, полученными в работе [14], вводятся следующие условия:

$$\frac{1}{2} \sum_{k \in K} \left(\lambda^k \left[(x_{i,j}^k + \bar{x}_{i,j}^k) + \sqrt{(x_{i,j}^k - \bar{x}_{i,j}^k)^2} \right] \right) \leq \varphi_{i,j}. \quad (12)$$

5. Комплексный критерий оптимальности решений по быстрой перемаршрутизации в ТКС

Важным этапом разработки и совершенствования модели быстрой перемаршрутизации является выбор критерия оптимальности получаемых решений. Как правило, подобные критерии, как показано в работах [1, 4, 6, 12-14], направлены на минимизацию или максимизацию выбранной целевой функции, отражающей, например, суммарную стоимость использования сетевого ресурса основным и резервным маршрутами или общую эффективность решения поставленной задачи соответственно. Заслуживает особого внимания критерий, предложенный в работе [14], ориентированный на минимизацию следующей целевой функции:

$$F = \sum_{k \in K} \sum_{E_{i,j} \in E} c_{i,j}^k x_{i,j}^k + \sum_{k \in K} \sum_{E_{i,j} \in E} \bar{c}_{i,j}^k \bar{x}_{i,j}^k - \sum_{k \in K} \sum_{E_{i,j} \in E} b_{i,j}^k x_{i,j}^k \bar{x}_{i,j}^k, \quad (13)$$

в которой где $c_{(i,j)}^k$ и $\bar{c}_{(i,j)}^k$ – маршрутные метрики каналов основного и резервного путей; $b_{i,j}^k$ – весовые коэффициенты, на диапазоне численных значений которых остановимся ниже.

Первое и второе слагаемые в выражении (13) определяют условные стоимости формирования и использования основного и резервного путей/мультипутей. Введение третьего слагаемого определено необходимостью повышения масштабируемости маршрутных решений, в т.ч. за счет оптимальной реализации схемы «facility backup». Это

связано с тем, что в ходе применения схем защиты канала и узла для минимизации размеров результирующих маршрутных таблиц должно обеспечиваться максимальное совпадение резервного и основного путей по составу входящих в них незащищаемых элементов сети. Кроме того, подобное решение будет способствовать резервированию минимальных объемов сетевого ресурса (узлов и каналов связи), что приведет к повышению пропускной способности ТКС, доступной вновь поступающим потокам. Ввиду того, что целевая функция (13) подлежит минимизации, то третье слагаемое в нее входит со знаком «минус», т.к. степень совпадения резервного и основного путей необходимо максимизировать, в отличие от первых двух слагаемых, характеризующих стоимости использования рассчитанных путей, которые должны быть по возможности минимальными. Максимальная же реализация заявленных возможностей может быть достигнута лишь на основе правильного выбора соотношений между метриками $c_{(i,j)}^k$ и $\bar{c}_{(i,j)}^k$, а также весовых коэффициентов $b_{i,j}^k$, что является предметом дополнительных исследований.

Таким образом, в рамках проведенного усовершенствования математической модели задача быстрой перемаршрутизации была сформулирована в оптимизационной форме, при этом критерием оптимальности выступает минимум целевой функции (13), а ограничениями – условия (1)-(12). В случае реализации многопутевой быстрой перемаршрутизации в ТКС ввиду наличия нелинейных условий-ограничений (11), (12) и минимизируемой целевой функции (13) расчет искомым маршрутных переменных обеспечивается в ходе решения задачи нелинейного программирования. При использовании однопутевой маршрутизации ввиду булевого характера маршрутных переменных (1) и (6) необходимо решить оптимизационную задачу класса смешанного целочисленного нелинейного программирования (Mixed Integer NonLinear Programming, MINLP).

6. Исследование модели быстрой перемаршрутизации в ТКС

Особенности решения задачи быстрой перемаршрутизации с использованием модели (1)-(13) продемонстрируем в качестве примера на сетевой структуре, показанной на рис. 2. Представленная сеть состоит из тринадцати маршрутизаторов и двадцати двух каналов связи (рис. 2). В разрывах каналов связи указаны их пропускные способности. Пусть маршрутные метрики каналов принимали значения $10^7/\varphi_{i,j}$ по аналогии с протоколом IGRP.

В ходе исследования установлено ряд интересных закономерностей. Во-первых, если при реализации схем защиты узла и канала в ТКС выбирать соотношение численных значений коэффициентов (13) так, как предлагается в [14], т.е. $b_{i,j}^k \gg c_{i,j}^k$ и $b_{i,j}^k \gg \bar{c}_{i,j}^k$, то определяющим в целевой функции будет третье слагаемое. Это приводит к тому, что в ходе расчетов как основной, так и резервный путь всегда, пока это возможно, т.е. при отсутствии перегрузки ТКС, будут полностью совпадать, обходя защищаемый элемент сети. Например, если необходимо передавать пакеты с интенсивностью 100 1/с от первого маршрутизатора к тринадцатому с обеспечением защиты четвертого маршрутизатора, то основной и резервный пути пройдут последовательно через маршрутизаторы $R_1 \rightarrow R_3 \rightarrow R_6 \rightarrow R_9 \rightarrow R_{12} \rightarrow R_{13}$. Однако оптимальным маршрутом с точки зрения числа переприемов и пропускной способности является путь $R_1 \rightarrow R_2 \rightarrow R_4 \rightarrow R_7 \rightarrow R_{10} \rightarrow R_{13}$. Таким образом, подобный выбор соотношения коэффициентов в целевой функции (13) может привести к значительной потере производительности ТКС, особенно если защищаемый элемент (узел или канал), который не включается даже в основной маршрут, является частью высокопроизводительного участка сети.

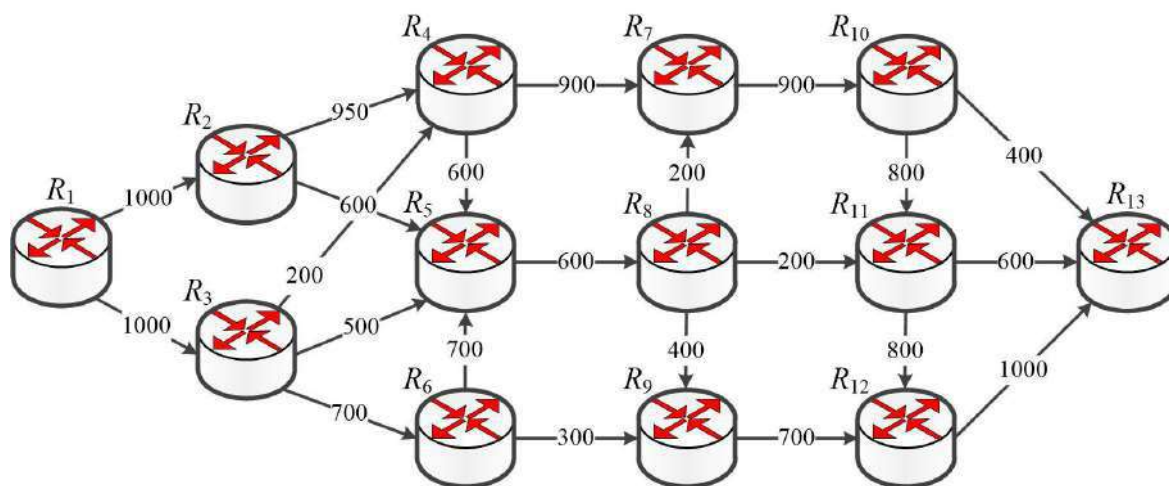


Рис. 2

В этой связи в данной работе предлагается следующая иерархия соотношений между весовыми коэффициентами в целевой функции (13): $c_{i,j}^k \gg b_{i,j}^k$ и $b_{i,j}^k \gg \bar{c}_{i,j}^k$. Тогда основной маршрут всегда будет иметь наилучшую метрику вне зависимости от того, включает он в себя защищаемый элемент сети или нет. Ключевым критерием для выбора резервного пути тогда станет его минимальное расхождение с основным маршрутом по составу образующих его каналов. Продемонстрируем эти возможности на следующем мультипоточковом примере. Пусть в ТКС, структура которой приведена на рис. 2, необходимо защитить высокоскоростной канал между маршрутизаторами R_4 и R_7 при передаче пакетов двух потоков, имеющих такие характеристики:

- $\lambda^1 = 100$ 1/с от узла-отправителя $s_1 = R_1$ к узлу-получателю $d_1 = R_{13}$;
- $\lambda^2 = 100$ 1/с от узла-отправителя $s_2 = R_2$ к узлу-получателю $d_2 = R_{10}$.

Иллюстрация получаемого решения при использовании предложенной модели приведена на рис. 3, где основной путь представлен сплошной линией, резервный – пунктирной, тогда как не используемые каналы связи показаны полупрозрачными линиями.

В этом случае основные маршруты проходя через следующие маршрутизаторы:

- $R_1 \rightarrow R_2 \rightarrow R_4 \rightarrow R_7 \rightarrow R_{10} \rightarrow R_{13}$ – для первого потока;
- $R_2 \rightarrow R_4 \rightarrow R_7 \rightarrow R_{10}$ – для второго потока,

а резервные пути можно записать в таком виде:

- $R_1 \rightarrow R_2 \rightarrow R_4 \rightarrow R_5 \rightarrow R_8 \rightarrow R_7 \rightarrow R_{10} \rightarrow R_{13}$ – для первого потока;
- $R_2 \rightarrow R_4 \rightarrow R_5 \rightarrow R_8 \rightarrow R_7 \rightarrow R_{10}$ – для второго потока.

Как видно из полученных результатов расчетов (рис. 3) защищаемый канал $E_{4,7}$ с достаточно высокой пропускной способностью (900 1/с) используется в основных маршрутах обоих потоков, что положительно сказывается на производительности конечных решений. С точки масштабируемости ТКС важно отметить, что полученное решение по защите указанного канала максимально соответствует требованиям схемы «facility backup». Это проявляется в том, что общий элемент $E_{4,7}$ основных маршрутов для рассмотренных двух потоков защищен одним (общим для данных потоков) резервным участком $R_4 \rightarrow R_5 \rightarrow R_8 \rightarrow R_7$. Тогда резервный путь отличается от основного по четырем каналам связи. Стоит отметить, что требованиям схемы «facility backup» также отвечает и решение $R_4 \rightarrow R_5 \rightarrow R_8 \rightarrow R_{11} \rightarrow R_{10}$ как часть резервных маршрутов. Однако оно не является

оптимальным с точки зрения критерия (13), т.к. в этом случае резервный путь отличается от основного по шести каналам связи.

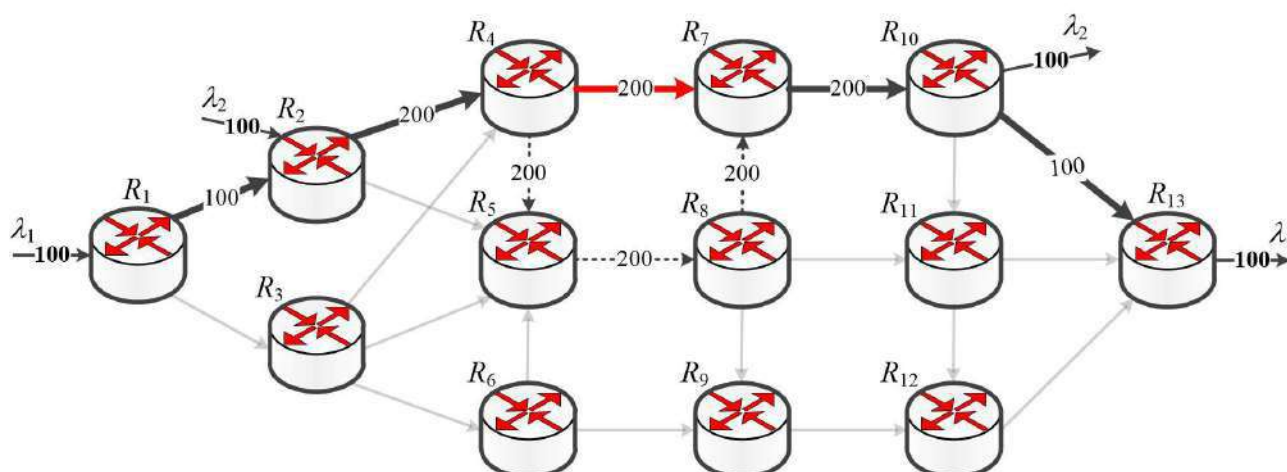


Рис. 3

Отдельно следует выделить случай, когда при расчете резервных путей возникает неоднозначность при их выборе. Пример подобной ситуации представлен на рис. 4, на котором в разрывах каналов связи указаны их пропускные способности.

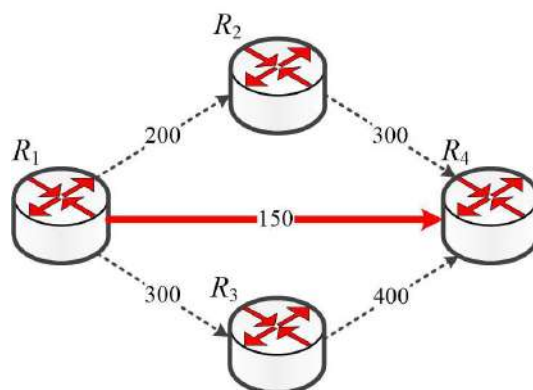


Рис. 4

Пусть основной путь содержит защищаемый канал $E_{1,4}$, тогда резервный путь может пройти как через маршрутизатор R_2 , так и через R_3 – в каждом из указанных случаев третье слагаемое в целевой функции (13) примет одно и то же значение. Поэтому при выборе резервного пути важно учитывать метрики каналов резервных маршрутов, представленных весовыми коэффициентами $\bar{c}_{i,j}^k$, для чего и было введено в критерий оптимальности (13) второе слагаемое. В метрике числа переприемов (как в протоколе RIP) эти два резервных пути являются идентичными. Однако при использовании метрики протокола IGRP ($10^7/\varphi_{i,j}$) будет оптимальным резервный путь $R_1 \rightarrow R_3 \rightarrow R_4$, т.к. он имеет пропускную способность 300 1/с. Неоптимальный резервный маршрут $R_1 \rightarrow R_2 \rightarrow R_4$ обладает несколько меньшей пропускной способностью (200 1/с).

Предлагаемое усовершенствование модели быстрой перемаршрутизации не ограничивается случаем реализации однопутевой маршрутизации. Она может использоваться и в том случае, когда как основной, так и резервный пути являются мультипутями, т.е. содержат несколько маршрутов от отправителя к получателю. Предположим, что на структуре ТКС, показанной на рис. 2, пакеты передаются от первого маршрутизатора к тринадцатому с интенсивностью 700 1/с. Пусть необходимо реализовать

схему защиты пути, т.е. основной и резервный мультипути не должны иметь общих узлов и каналов. Тогда третье слагаемое в целевой функции (13) будет равно нулю. На рис. 5 показан результат решения поставленной задачи с помощью предложенной потоковой модели быстрой перемаршрутизации в ТКС, где по-прежнему основной мультипуть представлен сплошной линией, резервный – пунктирной, а не используемые каналы связи показаны полупрозрачными линиями.

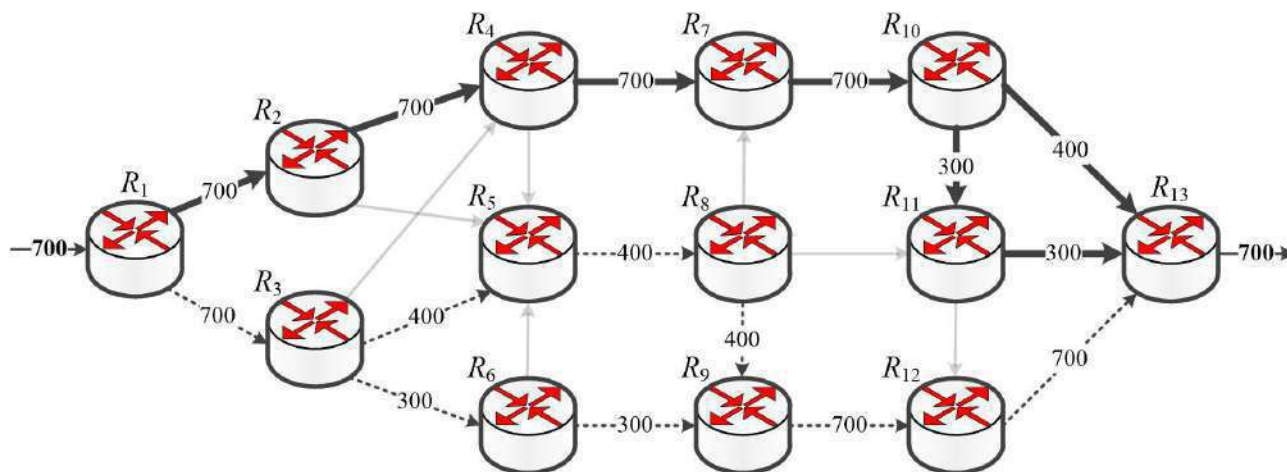


Рис. 5

Таким образом, основной мультипуть содержит два пути (рис. 5). По первому пути $R_1 \rightarrow R_2 \rightarrow R_4 \rightarrow R_7 \rightarrow R_{10} \rightarrow R_{13}$ передается поток пакетов с интенсивностью 400 1/с, а по второму $R_1 \rightarrow R_2 \rightarrow R_4 \rightarrow R_7 \rightarrow R_{10} \rightarrow R_{11} \rightarrow R_{13}$ – поток с интенсивностью 300 1/с. Резервный мультипуть также состоит из двух путей. По первому пути $R_1 \rightarrow R_3 \rightarrow R_5 \rightarrow R_8 \rightarrow R_9 \rightarrow R_{12} \rightarrow R_{13}$ пакеты передаются с интенсивностью 400 1/с, а по второму $R_1 \rightarrow R_3 \rightarrow R_6 \rightarrow R_9 \rightarrow R_{12} \rightarrow R_{13}$ – поток с интенсивностью 300 1/с. В соответствии с полученными результатами расчета основной и резервный мультипути не имеют общих сетевых элементов (узлов или каналов).

Заключение

Рост эффективности технологических решений по быстрой перемаршрутизации, направленных на повышение отказоустойчивости ТКС, во многом зависит от адекватности и результативности математических моделей, положенных в основу соответствующего протокола маршрутизации. В существующих маршрутных протоколах используются графовые модели поиска кратчайшего пути на графе, описывающего структуру ТКС. Эти решения обладают достаточно ограниченными возможностями по учету потоковой структуры современного мультимедийного трафика, а также реализации схем защиты элементов ТКС и их пропускной способности.

В этой связи в статье получила усовершенствование потоковая модель быстрой перемаршрутизации, в рамках которой технологическое задание удалось представить в форме оптимизационной задачи. В ходе проведенного усовершенствования получилось сформулировать в линейной форме условия защиты узла и канала при реализации как однопутевой, так и многопутевой стратегий маршрутизации. Обоснован к использованию линейно-квадратичный критерий оптимальности, основанный на минимизации целевой функции (13). Установлена система иерархии соотношений весовых коэффициентов в целевой функции (13), при которой бы обеспечивались максимальные значения производительности ТКС и масштабируемости решений по быстрой перемаршрутизации, в т.ч. на основе оптимизации работы схемы защиты подверженных отказам элементов сети одним (общим для множества потоков) резервным участком – «facility backup».

Работоспособность и адекватность предлагаемой потоковой модели быстрой перемаршрутизации подтверждена на ряде расчетных примеров при решении задач одно- и многопутевой маршрутизации при реализации различных схем защиты элементов сети.

Список литературы: 1. *Rak, J.* Resilient Routing in Communication Networks (Computer Communications and Networks). 1st edition / J. Rak. – Springer, 2015. – 181 p. 2. *Макаренко, С.И.* Время сходимости протоколов маршрутизации при отказах в сети / С.И. Макаренко // Системы управления, связи и безопасности. – 2015. – №2. – С. 45-98. – Режим доступа: URL: <http://journals.intelgr.com/scs/archive/2015-02/03-Makarenko.pdf>. 3. *Hariyawan, M.Y.* Comparison Analysis of Recovery Mechanism at MPLS Network / M.Y. Hariyawan // International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE). – 2011. Vol. 1, No. 2. – P. 151-160. DOI: <http://dx.doi.org/10.11591/ijece.v1i2.84>. 4. *Lemeshko, O.V.* Fault-Tolerant Unicast, Multicast and Broadcast Routing Flow-based Models / O.V. Lemeshko, A.M. Arous, O.S. Yeremenko // Scholars Journal of Engineering and Technology (SJET), India. – 2015. – Vol-3: Issue-4A. – P. 343–350. 5. *Yeremenko, O.* Fault-tolerant IP routing flow-based model / O. Yeremenko, N. Tariki, A.M. Hailan // IEEE 2016 13th International Conference on Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET). – Publishing House of Lviv Polytechnic, 2016. – P. 655-657. DOI: 10.1109/TCSET.2016.7452143. 6. *Lemeshko, O.V.* Fault-Tolerance Improvement for Core and Edge of IP Network / O.V. Lemeshko, O.S. Yeremenko, N. Tariki, A.M. Hailan // IEEE 2016 XIth International Scientific and Technical Conference “Computer Sciences and Information Technologies” (CSIT), 2016. – P. 161-164. DOI: 10.1109/STC-CSIT.2016.7589895. 7. *Papán, J.* Analysis of existing IP Fast Reroute mechanisms / J. Papán, P. Segeč, P. Palúch // IEEE 2015 International Conference on Information and Digital Technologies (IDT), 2015. – P. 291-297. DOI: 10.1109/DT.2015.7222986. 8. *Lemeshko, O.* Design schemes for MPLS Fast ReRoute / O. Lemeshko, A. Romanyuk, H. Kozlova // IEEE 2013 12th International Conference on the Experience of Designing and Application of CAD Systems in Microelectronics (CADSM), 2013. – P. 202-203. 9. RFC 7490 Remote Loop-Free Alternate (LFA) Fast Reroute (FRR) / S. Bryant, C. Filtsils, S. Previdi, M. Shand, N. So // Internet Engineering Task Force (IETF), April 2015. – 29 p. 10. RFC 7811 An Algorithm for Computing IP/LDP Fast Reroute Using Maximally Redundant Trees (MRT-FRR) / G. Enyedi, A. Csaszar, A. Atlas, C. Bowers, A. Gopalan // Internet Engineering Task Force (IETF), June 2016. – 118 p. 11. RFC 7812 An Architecture for IP/LDP Fast Reroute Using Maximally Redundant Trees (MRT-FRR) / A. Atlas, C. Bowers, G. Enyedi // Internet Engineering Task Force (IETF), June 2016. – 44p. 12. *Gomes, T.* Algorithms for Determining a Node-Disjoint Path Pair Visiting Specified Nodes / T. Gomes, L. Martins, S. Ferreira, M. Pascoal, D. Tipper // Optical Switching and Networking. – 2017. – Vol. 23, Part 2. – P. 189-204. DOI: <http://dx.doi.org/10.1016/j.osn.2016.05.002>. 13. *Lemeshko, O.* Effective solution for scalability and productivity improvement in fault-tolerant routing / O. Lemeshko, K. Arous, N. Tariki // IEEE 2015 Second International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications Science and Technology (PIC S&T), 2015. – P. 76-78. DOI: 10.1109/INFOCOMMST.2015.7357274. 14. *Лемешко, А.В.* Повышение масштабируемости и производительности решений по отказоустойчивой маршрутизации в телекоммуникационных сетях / А.В. Лемешко, А.С. Еременко, Н. Тарики, К.М. Арус // Системи обробки інформації. – 2016. – № 1(138). – С. 152-156.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 23.09.2016

КОМПЛЕКСНЫЙ КРИТЕРИЙ ОПТИМАЛЬНОСТИ БАЛАНСИРОВКИ НАГРУЗКИ ПРИ МНОГОПУТЕВОЙ МАРШРУТИЗАЦИИ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ С НЕОДНОРОДНОЙ ТОПОЛОГИЕЙ

Введение

Отличительной чертой развития современных маршрутных протоколов, используемых в транспортных телекоммуникационных сетях (ТКС), является поддержка многопутевой стратегии маршрутизации [1, 2]. Это стало реакцией системы управления сетью на повышение требований к эффективности процессов обеспечения качества обслуживания (Quality of Service, QoS), для чего задействуются возможности всех семи уровней эталонной модели взаимодействия открытых систем (Open Systems Interconnection Basic Reference Model, OSI), в том числе и сетевого. Стоит отметить, что к числу важнейших количественных показателей качества обслуживания, отнесенных к сетевому уровню OSI, относят прежде всего скорость передачи, среднюю задержку, джиттер и допустимую вероятность потерь пакетов [3].

Роль маршрутизации в улучшении численных значений описанных QoS-показателей состоит в том, что многопутевой способ доставки пакетов с поддержкой оптимальной балансировки нагрузки по множеству маршрутов способствует снижению коэффициента использования ρ каналов связи ТКС, который, как известно, рассчитывается согласно формуле

$$\rho = \frac{\lambda}{\mu}, \quad (1)$$

где λ – скорость передачи пакетов (интенсивность потока) в рассматриваемом канале связи, μ – пропускная способность этого же канала. Именно загруженность каналов (особенно при $\rho \geq 0,6 \dots 0,65$) во многом определяет текущие значения QoS-показателей, предельно допустимый уровень которых указаны в табл. 1 для различных классов обслуживания в IP-сети согласно содержанию рекомендации Y.1541 Международного союза телекоммуникаций (International Telecommunication Union, ITU) [4]. Решения, основанные на минимизации коэффициента использования каналов связи сети в целом для обеспечения сбалансированного использования сетевого ресурса, положены в основу функционирования технологии Traffic Engineering (TE) [5].

Таблица 1

Показатель QoS	Классы QoS					
	Класс 0	Класс 1	Класс 2	Класс 3	Класс 4	Класс 5
T_{NP}	100 мс	400 мс	100 мс	400 мс	1 с	<i>H</i>
D_{NP}	50 мс		<i>H</i>	<i>H</i>	<i>H</i>	<i>H</i>
P_{NP}	10^{-3}					<i>H</i>
$P_{E.NP}$	10^{-4}					<i>H</i>

T_{NP} – средняя задержка передачи IP-пакета, которая включает в себя задержки распространения и обработки в очереди; D_{NP} – вариация задержки (джиттер) IP-пакета; P_{NP} – вероятность потерь IP-пакетов; $P_{E.NP}$ – вероятность приема пакетов с ошибками; *H* – параметр не определен.

В этой связи для максимального улучшения уровня качества обслуживания в ТКС важно обеспечить согласованное решение следующих задач:

- определение множества маршрутов между парой узлов отправитель – получатель;

– балансировка нагрузки (потоков пакетов) по множеству рассчитанных маршрутов с минимизацией коэффициента использования (1) входящих в них каналов.

1. Обзор возможностей существующих протоколов маршрутизации по балансировке нагрузки

Изначально протоколы IP-маршрутизации были ориентированы на реализацию исключительно однопутевой стратегии маршрутизации, возможности которой по обеспечению балансировки нагрузки в сети были достаточно ограничены. Это объяснялось тем, что в основу дистанционно-векторных протоколов (RIP, IGRP) был положен алгоритм Беллмана – Форда, а протоколы состояния связей, например OSPF и Integrated IS-IS, базировались на вычислительных возможностях алгоритма Дijkstra [1, 2]. Оба эти комбинаторные алгоритмы решают задачу поиска кратчайших (в рамках выбранной метрики) путей в ТКС – по одному от заданного маршрутизатора ко всем остальным. Со временем программная реализация этих алгоритмов в новых версиях перечисленных протоколов позволила обеспечить расчет от отправителя к получателю уже множества путей, но имеющих одинаковую метрику. Как правило, современные протоколы маршрутизации поддерживают автоматическую балансировку нагрузки одновременно по четырем путям, имеющим одинаковую метрику, например число переприемов (RIP) или пропускную способность (IGRP/EIGRP, OSPF). Административно максимальное число таких маршрутов можно увеличить до 6, а в некоторых версиях операционной системы Cisco-маршрутизаторов заложена возможность в протоколе EIGRP использовать до 16 маршрутов.

В настоящее время наибольшее распространение в существующих протоколах маршрутизации получила пропорциональная балансировка нагрузки, при которой интенсивность потока пакетов в каждом из путей обратно пропорциональна метрике данного пути: чем меньше метрика, тем выше скорость передачи пакетов в нем. Если пути имеют одинаковую метрику, то решение задачи по балансировке нагрузки вдоль рассчитанных маршрутов достаточно тривиально: по каждому из n путей передаются равные доли ($1/n$) маршрутизируемого потока пакетов. Однако при расчете и использовании путей с неравной метрикой возникает ряд особенностей. Во-первых, автоматическая балансировка нагрузки по путям с неравной метрикой в перечисленных протоколах не поддерживается. Например, в протоколах IGRP/EIGRP необходимо вмешательство администратора сети, который с помощью команды *variance* указывает, во сколько раз неоптимальный путь может отличаться от оптимального, чтобы по нему передавались пакеты маршрутизируемого потока [6]. Во-вторых, в алгоритмах Дijkstra и Беллмана – Форда учитываются лишь топологические и ограниченно функциональные параметры ТКС, а вот характеристики потока пакетов (интенсивность потока, длина пакета) игнорируются. Это не позволяет адекватно маршрутизировать мультитемповый трафик, а также контролировать загруженность каналов, участков сети и ТКС в целом, что негативно сказывается на обеспечении заданных значений основных показателей качества обслуживания. В этой связи актуальной является научная задача, связанная с поиском новых подходов к моделированию данных процессов и разработки эффективных моделей многопутевой маршрутизации с балансировкой нагрузки в ТКС.

2. Анализ подходов к моделированию процессов балансировки нагрузки при реализации многопутевой маршрутизации в ТКС

Как показал проведенный анализ, прогресс в решении задач балансировки нагрузки при реализации многопутевой маршрутизации в ТКС связан с использованием математических моделей следующих двух классов:

- графовые модели, которые по сути являются дальнейшим развитием и обобщением ранее известных решений, получаемых на основе алгоритмов Дijkstra и Беллмана – Форда;
- потоковые модели (алгоритмы), основанные на реализации различных схем распределения потока в сети.

Обзор основных решений по графовым моделям многопутевой маршрутизации достаточно детально проведен в статьях [7 – 9]. Эти модели в основном ориентированы на особенности определения множества непересекающихся путей или расчет заранее заданного числа путей между парой маршрутизаторов (K -путевая маршрутизация). Однако графовые модели не отвечают в полной мере требованиям относительно адекватного учета характеристик современного трафика, без чего невозможно обеспечить необходимые значения QoS-показателей. Поэтому более перспективным видится подход, основанный на использовании потоковых моделей, в рамках которых в том или ином виде ставится и решается оптимизационная задача по балансировке нагрузки при реализации многопутевой стратегии маршрутизации [7, 10, 11].

Потоковые модели многопутевой маршрутизации с балансировкой нагрузки в ТКС имеют разную степень сложности своей алгоритмическо-программной реализации с точки зрения класса и размерности решаемой при этом оптимизационной задачи. Чем выше степень учета технологических особенностей работы ТКС с точки зрения балансировки нагрузки и обеспечения качества обслуживания, тем сложнее получить искомые решения с приемлемой точностью в реальном времени. Так, например, модели многопутевой маршрутизации, в которых при балансировке нагрузки учитывается тип потока, характер обслуживания пакетов на интерфейсе и гарантируются требуемые значения основных QoS-показателей, как правило, сводятся к решению оптимизационных задач класса нелинейного программирования, а иногда и смешанного целочисленного нелинейного программирования [12 – 14].

Результаты проведенного анализа [15 – 17] показали, что среди множества известных решений заслуживает особого внимания потоковая модель многопутевой маршрутизации, в рамках которой балансировка нагрузки в сети подчиняется требованиям технологии Traffic Engineering. В ходе использования этой математической модели задача балансировки нагрузки формулируется в виде оптимизационной задачи линейного программирования, что во многом способствует эффективной алгоритмической и протокольной реализации получаемых маршрутных решений. Остановимся на достоинствах и недостатках данной модели более подробно.

3. Описание и анализ потоковой модели балансировки нагрузки при реализации многопутевой маршрутизации в ТКС

Пусть структура ТКС представляется ориентированным взвешенным графом $G = (V, E)$, в котором V – множество вершин графа, моделирующих маршрутизаторы сети; E – множество дуг, описывающих сетевые каналы связи. Каждая дуга графа $(i, j) \in E$ может быть взвешена некоторым коэффициентом, характеризующим, например, пропускную способность моделируемого канала связи $\mu_{i,j}$ или маршрутную метрику данного канала. Для каждого из множества обслуживаемых сетью потоков $k \in K$ считаются известными следующие его характеристики: r_k – средняя интенсивность на входе в ТКС; s_k, t_k – вершины графа, моделирующие маршрутизатор-источник и маршрутизатор-получатель пакетов k -го потока соответственно.

В ходе решения задачи балансировки нагрузки в ТКС необходимо рассчитать множество маршрутных переменных $x_{i,j}^k$, каждая из которых численно характеризует долю k -го потока, протекающего в канале связи, описываемого дугой $(i, j) \in E$. С целью обеспечения поддержки многопутевых решений на переменные $x_{i,j}^k$ накладываются ограничения вида

$$0 \leq x_{i,j}^k \leq 1. \quad (2)$$

Традиционно на маршрутные переменные также накладываются ограничения, связанные с выполнением условий сохранения потока на маршрутизаторах ТКС [15, 16]:

$$\begin{cases} \sum_{j:(i,j) \in E} x_{i,j}^k - \sum_{j:(j,i) \in E} x_{j,i}^k = 1, k \in K, i = s_k, \\ \sum_{j:(i,j) \in E} x_{i,j}^k - \sum_{j:(j,i) \in E} x_{j,i}^k = 0, k \in K, i \neq s_k, t_k, \\ \sum_{j:(i,j) \in E} x_{i,j}^k - \sum_{j:(j,i) \in E} x_{j,i}^k = -1, k \in K, i = t_k. \end{cases} \quad (3)$$

Соблюдение системы условий (3), число которых соответствует числу маршрутизаторов в ТКС, отвечает за недопущение потерь пакетов в сети и обеспечение связности рассчитываемых маршрутов между отправителем и получателем пакетов.

Важное место в структуре анализируемой модели занимают условия недопущения перегрузки каналов связи ТКС по их пропускной способности [15, 16]

$$\sum_{k \in K} r_k \cdot x_{i,j}^k \leq \alpha \cdot \mu_{i,j}, \quad (i, j) \in E, \quad (4)$$

где α – дополнительно вводимая для сети в целом управляющая переменная, на которую, исходя из ее физического смысла, накладывается следующее ограничение:

$$0 \leq \alpha \leq 1. \quad (5)$$

Если условия (4) записать в виде

$$\frac{\lambda_{i,j}}{\mu_{i,j}} \leq \alpha, \quad (i, j) \in E,$$

при $\lambda_{i,j} = \sum_{k \in K} r_k \cdot x_{i,j}^k$, то с учетом равенства (1) можно утверждать, что переменная α фактически характеризует максимальное значение порога загруженности (коэффициента использования) каналов связи сети. Согласно логике решения задачи оптимальной балансировки нагрузки в ТКС вновь введенную переменную необходимо минимизировать, т.е. критерий оптимальности маршрутных решений имеет вид [15, 16]

$$\alpha \rightarrow \min. \quad (6)$$

По сути численно значение переменной α соответствует коэффициенту использования самого загруженного канала, разгрузить который путем перераспределения нагрузки по другим каналам не представляется возможным.

Ввиду линейности критерия оптимальности (6) и ограничений на введенные управляющие переменные (2) – (5) эта оптимизационная задача относится к классу задач линейного программирования и может быть эффективно решена с помощью соответствующих методов, например симплекс-метода, «ветвей и границ», динамического программирования и др. Размерность данной задачи соответствует числу рассчитываемых переменных и составляет $|K| \cdot |E| + 1$. Кроме линейности, неоспоримым достоинством данной модели (2) – (6), как показано в работах [17, 18], также является то, что при увеличении нагрузки на сеть пороговое значение α растет линейно, не приводя к резким колебаниям зависящих от него QoS-показателей – средней задержки, джиттера и вероятности потерь пакетов.

Как показано в [17, 18], минимизация верхнего порога загруженности каналов связи сети (6) не всегда способствует максимально эффективному улучшению показателей качества обслуживания в ТКС. Это характерно для случая, когда ТКС имеет неоднородную структуру, сопровождающуюся асимметрией в производительности отдельных ее фрагментов. Как пример, на графе, моделирующем структуру рассматриваемой сети, присутствуют разрезы с невысокой пропускной способностью. На рис. 1 показана структура ТКС, которая может быть описана разделимым графом. Вершины, моделирующие четвертый и пятый маршрути-

затары, называются точками сочленения, а дуга, описывающая канал между этими маршрутизаторами, именуется мостом. Удаление этих вершин или дуги приведет к тому, что граф, описывающий структуру ТКС (рис. 1) распадется на две связные компоненты.

Пусть необходимо передать поток интенсивностью 400 1/с от первого маршрутизатора к восьмому. В ходе решения задачи оптимальной балансировки нагрузки в ТКС с помощью модели (2) – (6) установлено, что минимальное значение верхнего порога загрузки каналов связи составляет $\alpha = 0,8$. В разрывах каналов связи указана дробь: в числителе – интенсивность протекающего по нему потока (1/с), а в знаменателе – пропускная способность того же канала (1/с). На рассматриваемой структуре сети канал, соединяющий четвертый и пятый маршрутизаторы, является «узким местом» (bottleneck) сети при передаче пакетов в указанном направлении связи Коэффициент использования этого канала равен 0,8.

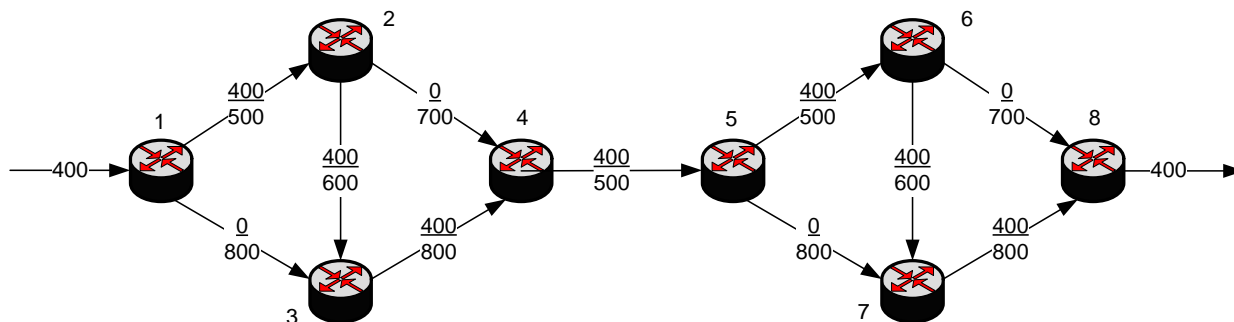


Рис. 1

Важно отметить, что невозможность в ходе балансировки нагрузки снизить коэффициент использования канала, представленного дугой (4, 5), не способствует улучшению коэффициентов использования и других каналов.

Так, на рис. 1 показан маршрут от первого к восьмому маршрутизатору, который проходит через маршрутизаторы 1→2→3→4→5→6→7→8 и является оптимальным по критерию (6). Нетрудно проверить, что рассчитанный путь проходит через все множество маршрутизаторов ТКС и содержит семь каналов связи, имеющих далеко не самую высокую пропускную способность. Кроме того, данное решение даже не относится к многопутевой маршрутизации, т.к. основано на использовании единственного указанного выше маршрута. Это является недостатком модели (2) – (6).

Полученное решение задачи балансировки нагрузки, представленное на рис. 1 и обеспечивающее минимально допустимое значение порога $\alpha = 0,8$, не является единственным. Это же значение критерия обеспечит и расчет ряда других маршрутов (табл. 2), например 1→2→4→5→6→8 или 1→3→4→5→7→8, так как определяющим при определении верхнего порога загрузки каналов связи ТКС является коэффициент использования канала (4, 5). Несмотря на то, что пропускные способности этих маршрутов одинаковы и равны 500 1/с, обеспечиваемые ими средние межконцевые задержки пакетов существенно разнятся (табл. 2). Для расчета средней межконцевой задержки пакетов k -го потока использовалось выражение [14, 17]

$$\tau^k = \sum_{p \in P} x_p^k \tau_p^k, \quad (7)$$

где P – множество путей между рассматриваемой парой маршрутизаторов «отправитель» и «получатель»; x_p^k – доля k -го потока, протекающего по p -му пути; $\tau_p^k = \sum_{(i,j) \in p} \tau_{i,j}^k$ – средняя задержка пакетов k -го потока вдоль p -го пути; $\tau_{i,j}^k$ – средняя задержка пакетов k -го

потока в канале, представленного дугой (i, j) . Для примера, в ходе расчетов работа канала связи моделировалась системой массового обслуживания М/М/1 [14] в предположении, что

$$\tau_{i,j} = \frac{1}{\mu_{i,j} - \sum_{k \in K} r_k \cdot x_{i,j}^k}. \quad (8)$$

Таблица 2

Номер маршрута	Маршрут	Число используемых каналов связи	Пропускная способность маршрута (1/с)	Средняя межконцевая задержка пакетов (мс)
1	1→2→3→4→5→6→7→8	7	500	45
2	1→3→4→5→6→8	6	500	40,8
3	1→2→4→5→7→8	6	500	32,5
4	1→2→4→5→6→8	5	500	36,7
5	1→2→4→5→6→7→8	6	500	40,8
6	1→2→4→5→7→8	5	500	28,3
7	1→3→4→5→7→8	5	500	20
8	1→3→4→5→6→8	5	500	28,3
9	1→3→4→5→6→7→8	6	500	32,5

Эти выводы справедливы и для решения, представленного на рис. 2, где показаны два выборочных варианта расчета мультипутей от первого маршрутизатора к восьмому. Эти решения, основанные на использовании одновременно двух путей 1→2→4→5→6→8 и 1→3→4→5→7→8, определяют одинаковые минимальные значения порога $\alpha = 0,8$.

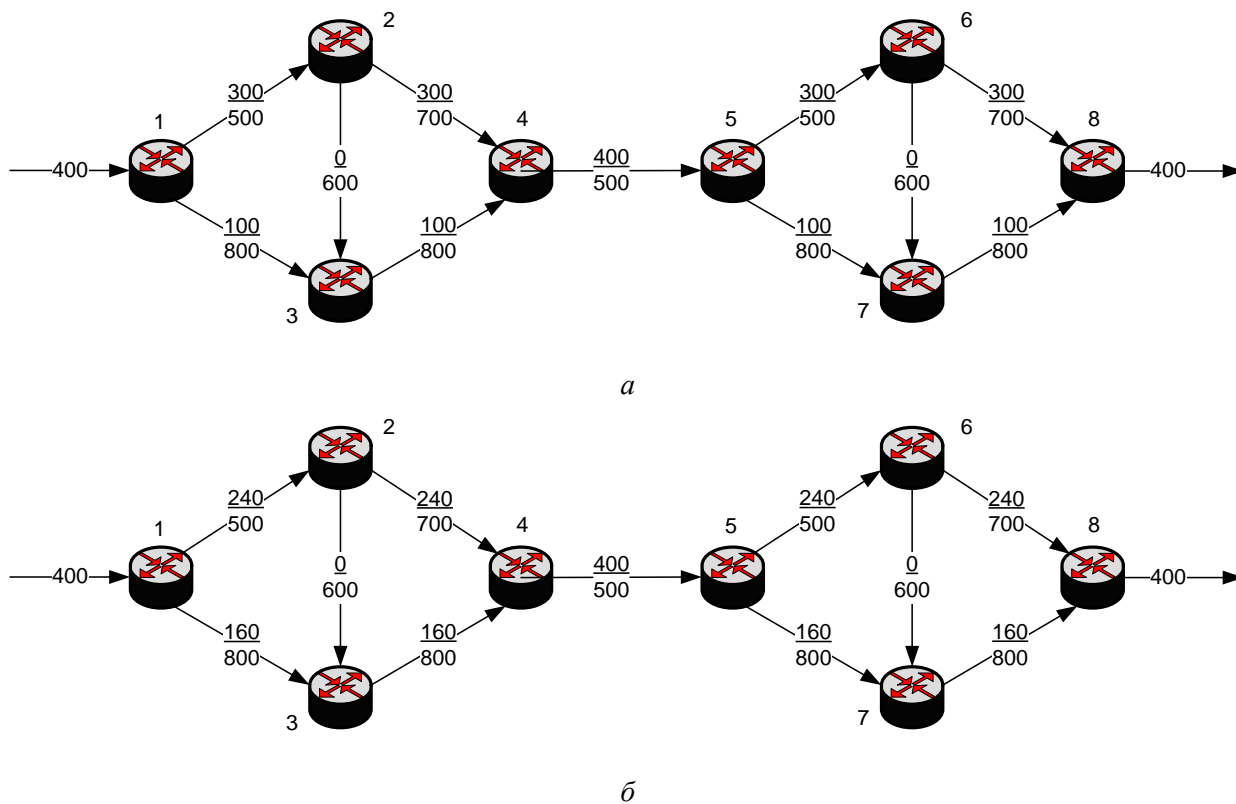


Рис. 2

Однако балансировка нагрузки вдоль этих путей организована по-разному (табл. 3), что отражается согласно формуле (8) на результирующих значениях средней межконцевой задержки пакетов.

Таблица 3

Номер мультипути	Маршруты, входящие в мультипуть	Доля протекающего потока вдоль пути	Скорость передачи пакетов (1/с)	Средняя задержка вдоль маршрута (мс)	Средняя межконцевая задержка пакетов (мс)
1	1→2→4→5→6→8	0,75	300	25	22,7
	1→3→4→5→7→8	0,25	100	15,7	
2	1→2→4→5→6→8	0,6	240	22	19,7
	1→3→4→5→7→8	0,4	160	16,3	

Как показано в табл. 3, балансировка нагрузки вдоль множества используемых маршрутов может как улучшить среднюю межконцевую задержку пакетов (мультипуть №2 из табл. 3) по сравнению с наиболее эффективным однопутевым решением (маршрут №7 из табл. 2), так и ухудшить (мультипуть №1 из табл. 3). Однако для рассмотренной структуры модель (2) – (6) не отвечает на вопрос относительно обоснования решения, способствующего максимальному улучшению уровня QoS, т.к. представленные в табл. 2 и 3 решения являются, с точки зрения критерия (6), оптимальными. Поэтому модель, представленную выражениями (2) – (6), необходимо усовершенствовать с целью минимизировать отмеченные недостатки, однако без существенного усложнения получения конечных решений.

4. Комплексный критерий оптимальности процесса балансировки нагрузки при многопутевой маршрутизации в ТКС с неоднородной топологией

В данной работе предлагается пересмотреть вид критерия оптимальности получаемых решений по балансировке нагрузки при реализации многопутевой маршрутизации в ТКС (6), придав ему комплексный характер и обеспечив более полный и детальный учет загруженности каналов сети. В этой связи рекомендуется заменить критерий (6) на условие вида

$$J = \bar{x}^t \cdot H \cdot \bar{x} + g \cdot \alpha \rightarrow \min . \quad (9)$$

где \bar{x} – маршрутный вектор размера $|E| \cdot |K| \times 1$, координатами которого являются маршрутные переменные $x_{i,j}^k$; H – диагональная матрица размера $|E| \cdot |K| \times |E| \cdot |K|$ с координатами $1/\mu_{i,j}$, которые соответствуют маршрутным метрикам, ориентированным на выбор каналов связи с наибольшей пропускной способностью; g – положительный весовой коэффициент, величина которого определяет важность второго слагаемого в критерии (9).

Таким образом, критерий (9) носит линейно-квадратичный характер, т.к. первое слагаемое имеет квадратичную форму от вектора маршрутных переменных, а второе – линейная функция от порогового значения загруженности каналов связи ТКС. Введение первого квадратичного слагаемого в критерий (9) преследовало две основные цели:

- во-первых, обеспечение более детального учета загруженности каждого канала связи сети в отдельности, что способствует выбору в ходе маршрутизации путей с максимальной пропускной способностью и минимальным числом переприемов;
- во-вторых, реализация многопутевой стратегии маршрутизации.

Для того чтобы сохранить основную функциональную возможность прежней модели (2) – (6) с точки зрения соответствия требованиям концепции Traffic Engineering, второе слагаемое в критерии (9) должно быть определяющим, что достигается выбором весового коэффициента согласно условию $g \gg 1$. На рис. 3 показан пример решения поставленной задачи

при прежних исходных данных, но с использованием критерия (9), например при $g = 10^5$. На этом рисунке по-прежнему в разрывах каналов связи указана дробь: в числителе – интенсивность протекающего по нему потока (1/с), а в знаменателе – пропускная способность того же канала (1/с).

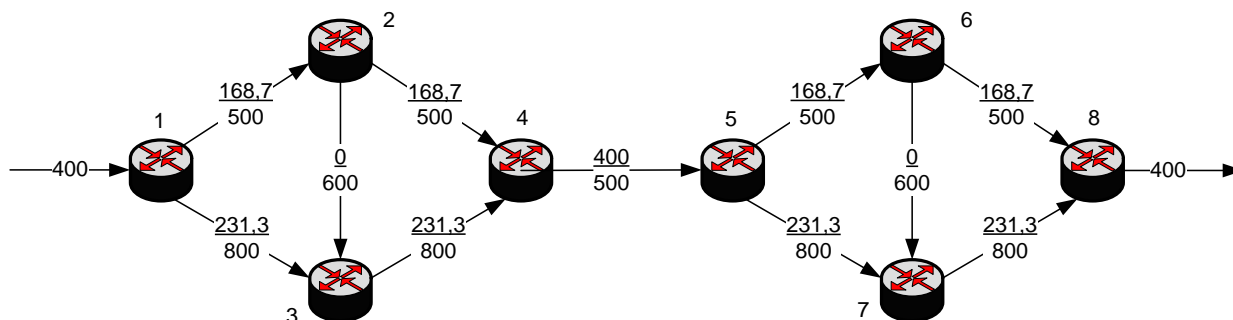


Рис. 3

В ходе применения критерия (9) минимальное значение верхнего порога загрузки каналов связи такое же, как и при использовании критерия (6), и составляет $\alpha = 0,8$. Однако средняя межконцевая задержка пакетов, рассчитанная согласно формулам (7) и (8), для решения, показанного на рис. 3, составляет уже 18,2 мс (табл. 4), что на 9 и 23 % лучше, чем наиболее эффективные (табл. 2) однопутевые решения (20 и 28,3 мс) и на 8 и 20 % лучше, чем представленные в табл. 3. многопутевые решения (19,7 и 22,7 мс).

Таблица 4

Оптимальный мультипуть	Доля протекающего потока вдоль пути	Скорость передачи пакетов (1/с)	Средняя задержка вдоль маршрута (мс)	Средняя межконцевая задержка пакетов (мс)
1→2→4→5→6→8	0,42	168,7	19,8	18,2
1→3→4→5→7→8	0,58	231,3	17,0	

Важно отметить, что структура ТКС, которая математически представима разделимым графом или близким к нему, не обязательно связана лишь с особенностями физической топологии сети. Подобная логическая конфигурация, например в протоколе CSPF (Constrained Shortest Path First), может быть вызвана перегрузкой отдельных каналов связи, когда для передачи пакетов между сильно связными и производительными сетевыми фрагментами доступны один или два низкопроизводительных (ввиду своей загрузки) канала связи.

Выводы

Проведен анализ известной математической модели, которая максимально удовлетворяет требованиям концепции Traffic Engineering относительно обеспечения сбалансированной загрузки ТКС. На ряде численных примеров продемонстрированы ее основные недостатки, проявляющиеся в неэффективности получаемых решений с точки зрения уровня качества обслуживания, характеризуемой средней задержкой пакетов. Установлено, что причина сложившейся ситуации состоит в форме используемого критерия оптимальности (6). Недостатки особенно проявлялись при асимметрии производительности ее отдельных фрагментов, вызванной, например, возможностью представления структуры сети разделимым графом.

В этой связи предложено развитие потоковой модели балансировки нагрузки при многопутевой маршрутизации в телекоммуникационной сети с неоднородной топологией путем перехода к комплексному критерию оптимальности получаемых решений. Предлагаемый

критерий (9) носит линейно-квадратичный характер, что позволило обеспечить более детальный учет загруженности каждого канала связи сети в отдельности и обоснованный выбор путей с максимальной пропускной способностью и минимальным числом переприемов при реализации многопутевой стратегии маршрутизации.

Как показали результаты сравнительного анализа, использование усовершенствованной модели (2) – (5), (9) позволило обеспечить такой порядок маршрутизации и балансировки нагрузки вдоль множества рассчитанных путей, при котором улучшалась средняя межконцевая задержка пакетов на 8 – 23 % по сравнению с наиболее эффективными однопутевыми и многопутевыми решениями.

Список литературы: 1. *Остерлох Х.* Маршрутизация в IP-сетях. Принципы, протоколы, настройка. СПб.: ДиаСофт, 2002. 512 с. 2. *Uyless D. Black.* IP routing protocols: RIP, OSPF, BGP, PNNI and Cisco routing protocols. Prentice Hall PTR, 2000. 287 p. 3. *Вегишна Ш.* Качество обслуживания в сетях IP: Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. 386 с. 4. Network performance objectives for IP-based services // ITU-T Recommendation Y.1541. ITU-T, 2006. 50 p. 5. *Simha A., Osborne E.* Traffic Engineering with MPLS. Cisco Press, 2002. 608 p. 6. *Руденко И.* Маршрутизаторы CISCO для IP-сетей. М.: КУДИС-ОБРАЗ, 2003. 656 с. 7. *Поповский В.В., Лемешко А.В., Мельникова Л.И., Андрушко Д.В.* Обзор и сравнительный анализ основных моделей и алгоритмов многопутевой маршрутизации в мультисервисных телекоммуникационных сетях // Прикладная радиоэлектроника. 2005. Том.4. Вып. № 4. С. 372-382. 8. *Lee G. M.* A survey of multipath routing for traffic engineering // Proc. of LNCS 3391. Springer-Verlag, 2005. Vol. 4. P. 635-661. 9. *Vutukury S.* Multipath routing mechanisms for traffic engineering and quality of service in the Internet // PhD Dissertation. University of Kalifornia, 2001. 152 p. 10. *Medhi D., Ramasamy K.* Network routing: algorithms, protocols, and architectures. Morgan Kaufmann, 2007. 788 p. 11. *Pioro M., Medhi D.* Routing, Flow, and Capacity Design in Communication and Computer Networks. Morgan Kaufmann Series in Networking. Elsevier Digital Press. 2000. 794 p. 12. *Lemeshko O.V., Garkusha S.V., Yeremenko O.S., Hailan A.M.* Policy-based QoS management model for multiservice networks // International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), 21-23 May 2015, Omsk, Russia. Publisher: IEEE. PP. 1-4. 13. *Lemeshko O., Yeremenko O.* Dynamic Presentation of tensor model for multipath QoS-routing // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science. Proceedings of the international Conference TCSET'2016. – Lviv-Slavske, Ukraine, February 23 – 26, 2016: Publishing House of Lviv Polytechnic, 2016. P. 601-604. 14. *Lemeshko A.V., Evseeva O.Yu., Garkusha S.V.* Research on Tensor Model of Multipath Routing in Telecommunication Network with Support of Service Quality by Greate Number of Indices // Telecommunications and RadioEngineering, 2014, Vol.73, No 15. P. 1339-1360. 15. *Wang Y., Wang Z.* Explicit routing algorithms for Internet Traffic Engineering // Proc. of 8th International Conference on Computer Communications and Networks. Paris, 1999. P. 582-588. 16. *Seok Y., Lee Y., Kim C., Choi Y.* Dynamic Constrained Multipath Routing for MPLS Networks // IEEE International Conference on Computer Communications and Networks. – 2001. – №3. – P. 348 – 353. 17. *Лемешко А.В., Вавенко Т.В.* Усовершенствование потоковой модели многопутевой маршрутизации на основе балансировки нагрузки [Электронный ресурс] // Проблемы телекоммуникаций. – 2012. – № 1 (6). – С. 12 – 29. Режим доступа: http://pt.journal.kh.ua/2012/1/1/121_lemeshko_multipath.pdf. 18. *Лемешко О.В., Дробот О.А., Симоненко Д.В.* Результаты порівняльного аналізу поточкових моделей маршрутизації в телекомунікаційних мережах // Зб. наук. праць Харк. ун-ту Повітряних Сил. – 2007. – Вип. 1(13). – С. 66-69.

*Национальный технический университет
«Харьковский политехнический институт»,
Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 12.10.2016

БИОИНСПИРИРОВАННЫЙ ПОДХОД К ОПТИМИЗАЦИИ ДЕКОДИРОВАНИЯ КОДОВ С МАЛОЙ ПЛОТНОСТЬЮ ПРОВЕРОК НА ЧЕТНОСТЬ

Постановка проблемы и анализ литературы

Для повышения достоверности передачи информации в телекоммуникационных системах различного назначения широко применяются методы помехоустойчивого кодирования. При этом выбор конкретной кодовой конструкции осуществляется в зависимости от требований к скорости передачи информации, особенностей канала связи и ряда других характеристик. Популярным классом помехоустойчивых кодов являются коды с малой плотностью проверок на четность, которые характеризуются разреженной проверочной матрицей. В общем случае можно выделить регулярные и нерегулярные коды с малой плотностью проверок на четность. Код называется регулярным, если каждая строка и каждый столбец его проверочной матрицы имеют одинаковый вес, в противном случае код является нерегулярным. В [1] показано, что при итеративном декодировании нерегулярные коды обладают лучшими характеристиками для различных моделей каналов связи.

Суть итеративных методов декодирования кодов с малой плотностью проверок на четность заключается в последовательном обмене сообщениями между битовыми и проверочными вершинами графа Таннера, соответствующего некоторой проверочной матрице. Метод мягкого декодирования на основе распространения доверия обладает значительной вычислительной сложностью, поэтому может применяться только при относительно небольших скоростях передачи информации в телекоммуникационных системах. В [2] предложен метод декодирования минимальной суммы уменьшенной сложности, который основан на аппроксимации вычислений в проверочных вершинах, что в результате приводит к снижению корректирующей способности кода. Для повышения эффективности данного метода декодирования можно использовать нормализацию сообщений в проверочных вершинах. При этом для осуществления данной операции необходимо определить соответствующие коэффициенты нормализации, например, с помощью процедуры «density evolution». При использовании регулярных кодов с малой плотностью проверок на четность достаточно определить единственный коэффициент нормализации для получения существенного увеличения эффективности декодирования. Однако при декодировании нерегулярных кодов данный подход приводит к значительному росту вероятности ошибки декодирования, поэтому в [3] предложено использовать двумерную нормализацию сообщений как в проверочных, так и в битовых вершинах. В результате чего возникает задача поиска группы коэффициентов нормализации, значения которых зависят от степени некоторой вершины. В [3] показано, что для решения данной задачи можно использовать метод дифференциальной эволюции совместно с процедурой «density evolution». Однако данный подход характеризуется высокой вычислительной сложностью, что существенным образом ограничивает область его применения.

Таким образом, актуальной задачей является обеспечение заданной достоверности передачи информации в телекоммуникационных системах путем разработки подхода к оптимизации декодирования нерегулярных кодов с малой плотностью проверок на четность для определенной модели канала связи с уменьшенной вычислительной сложностью.

Цель статьи – повышение эффективности декодирования нерегулярных кодов с малой плотностью проверок на четность для обеспечения заданной достоверности передачи информации в телекоммуникационных системах различного назначения.

Основная часть

Пусть для кодирования информации в некоторой телекоммуникационной системе используется двоичный (n, k) код с малой плотностью проверок на четность, который задается

проверочной матрицей H , состоящей из элементов $h_{ij} \in \{0, 1\}$, где $i \in [1, n-k]$, $j \in [1, n]$. Также данный код можно представить в виде графа Таннера, имеющего два множества вершин. Множество $N(i) \equiv \{j \in [1, n] : h_{ij} = 1\}$ включает битовые вершины, связанные с i -й проверочной вершиной, а множество $M(j) \equiv \{i \in [1, m] : h_{ij} = 1\}$ – проверочные вершины, связанные с j -й битовой вершиной. Предположим, что передача информации осуществляется через канал с аддитивным гауссовым шумом с применением двоичной фазовой модуляции.

Рассмотрим особенности реализации различных методов декодирования кодов с малой плотностью проверок на четность.

Метод мягкого декодирования на основе распространения доверия содержит два ключевых этапа на каждой итерации w :

– вычисление и передача сообщений от проверочных вершин к битовым вершинам для $j \in [1, n]$ и каждого $i \in M(j)$:

$$U_{ij}^w = 2 \tanh^{-1} \prod_{j' \in N(i) \setminus j} \tanh \frac{V_{ij'}^{w-1}}{2}, \quad (1)$$

где $V_{ij'}^{w-1}$ – сообщение, передаваемое от всех битовых вершин, кроме j -й вершины, к проверочным вершинам на итерации $w-1$;

– вычисление и передача сообщений от битовых вершин к проверочным вершинам для $j \in [1, n]$ и каждого $i \in M(j)$:

$$V_{ij}^w = U_{0,j} + \sum_{i' \in M(j) \setminus i} U_{i'j}^w, \quad (2)$$

где $U_{0,j}$ – сообщение, принятое из канала связи; $U_{i'j}^w$ – сообщение, передаваемое от всех проверочных вершин, кроме i -й вершины, к битовым вершинам на итерации w .

Для уменьшения вычислительной сложности декодирования кодов с малой плотностью проверок на четность в методе декодирования минимальной суммы предложено заменить (1) следующей формулой:

$$U_{ij}^{\min, w} = \prod_{j' \in N(i) \setminus j} \operatorname{sgn}(V_{ij'}^{w-1}) \cdot \min_{j' \in N(i) \setminus j} |V_{ij'}^{w-1}|. \quad (3)$$

Следует отметить, что данное упрощение вычислений в проверочных вершинах приводит к значительному снижению эффективности декодирования, поэтому целесообразно модифицировать (3) следующим образом:

$$U_{ij}^{\alpha, w} = \alpha \cdot U_{ij}^{\min, w}, \quad (4)$$

где α – коэффициент нормализации для проверочных вершин, $0 < \alpha \leq 1$.

Использование нормализации сообщений в проверочных вершинах при декодировании кодов с малой плотностью проверок на четность обеспечивает получение результатов близких к декодированию на основе распространения доверия с меньшей вычислительной сложностью.

Дальнейшим развитием данного подхода является нормализация сообщений в битовых вершинах путем преобразования (2):

$$V_{ij}^{\beta, w} = U_{0,j} + \beta \sum_{i' \in M(j) \setminus i} U_{i'j}^w, \quad (5)$$

где β – коэффициент нормализации для битовых вершин, $0 < \beta \leq 1$.

Увеличение вычислительной сложности декодирования за счет применения дополнительного коэффициента нормализации обосновывается повышением эффективности декодирования кодов с малой плотностью проверок на четность. При этом для регулярных кодов

можно использовать единственный коэффициент нормализации для всех проверочных (битовых) вершин. С другой стороны, нерегулярные коды характеризуются неодинаковыми степенями проверочных и битовых вершин, поэтому при их декодировании целесообразно использовать различные коэффициенты нормализации для каждой из вершин в зависимости от ее веса [3].

Пусть некоторый нерегулярный код с малой плотностью проверок на четность задан распределением степеней битовых и проверочных вершин графа Таннера соответственно:

$$\lambda(x) = \sum_{l=1}^{d_{V_{\max}}} \lambda_l x^{l-1}, \quad (6)$$

$$\rho(x) = \sum_{l=1}^{d_{P_{\max}}} \rho_l x^{l-1}, \quad (7)$$

где λ_l – коэффициент, определяющий долю ребер, исходящих из битовой вершины графа Таннера степени l ; ρ_l – коэффициент, определяющий долю ребер, исходящих из проверочной вершины графа Таннера степени l .

Тогда с учетом (1) – (5) ключевые этапы декодирования данного кода с применением нормализации вычислений в битовых и проверочных вершинах с учетом их веса можно представить следующим образом:

$$U_{ij}^{\alpha_l, w} = \alpha_l \prod_{j' \in N(i) \setminus j} \text{sgn}(V_{ij'}^{w-1}) \cdot \min_{j' \in N(i) \setminus j} |V_{ij'}^{w-1}|, \quad (8)$$

$$V_{ij}^{\beta_l, w} = U_{0,j} + \beta_l \sum_{i' \in M(j) \setminus i} U_{i'j}^w, \quad (9)$$

где α_l – коэффициент нормализации для проверочной вершины веса l , $0 < \alpha_l \leq 1$; β_l – коэффициент нормализации для битовой вершины веса l , $0 < \beta_l \leq 1$.

Если код является частично регулярным, т.е. имеет одинаковый вес битовых (проверочных) вершин, то осуществляется нормализация сообщений только для проверочных (битовых) вершин согласно (8) или (9) соответственно.

Таким образом, в общем случае декодирование кодов с малой плотностью проверок на четность может базироваться на одномерной или двумерной нормализации вычислений в вершинах графа Таннера. При этом эффективность декодирования некоторого кода существенно зависит от значений коэффициентов нормализации α_l и β_l , для поиска которых в [3] предложено совместно использовать процедуру «density evolution» и метод дифференциальной эволюции.

Для уменьшения вычислительной сложности поиска коэффициентов нормализации и повышения эффективности двумерного декодирования с использованием (8) и (9) расширим данный подход применением обобщенных биоинспирированных процедур по аналогии с [4].

Представим коэффициенты нормализации для проверочных и битовых вершин в виде векторов $\bar{\alpha} = (\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{d_{P_{\max}}})$ и $\bar{\beta} = (\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_{d_{V_{\max}}})$ соответственно. Тогда для некоторого нерегулярного кода с малой плотностью проверок на четность, заданного с помощью (6) и (7), близкие к оптимальным значения векторов $\bar{\alpha}$ и $\bar{\beta}$ можно определить путем вычисления шумового порога (минимально допустимого отношения сигнал/шум) при использовании двумерного декодирования для заданной модели канала связи.

Формально данную поисковую задачу можно представить следующим образом:

$$f(\bar{\alpha}^*, \bar{\beta}^*) = \min_{\bar{\alpha} \in \bar{\alpha}', \bar{\beta} \in \bar{\beta}'} f(\bar{\alpha}, \bar{\beta}) \quad (10)$$

$$f(\bar{\alpha}, \bar{\beta}) = SNR, \quad (11)$$

$$n = const, k = const, \lambda(x) = const, \rho(x) = const, \quad (12)$$

$$\bar{\alpha}' = \left\{ \bar{\alpha} \mid \begin{array}{l} 0 < \alpha_l \leq 1, \\ l = 1, 2, \dots, d_{P_{\max}} \end{array} \right\}, \quad \bar{\beta}' = \left\{ \bar{\beta} \mid \begin{array}{l} 0 < \beta_l \leq 1, \\ l = 1, 2, \dots, d_{V_{\max}} \end{array} \right\}, \quad (13)$$

где $\bar{\alpha}^*, \bar{\beta}^*$ – глобальный (локальный) минимум, соответствующий «лучшим» векторам, состоящим из коэффициентов нормализации для проверочных и битовых вершин соответственно; $\bar{\alpha}', \bar{\beta}'$ – множество допустимых решений, соответствующее группе векторов, состоящих из коэффициентов нормализации для проверочных и битовых вершин соответственно; SNR – отношение сигнал/шум, дБ.

Основные этапы предлагаемого подхода к оптимизации двумерного декодирования минимальной суммы на основе минимизации (10) с учетом свойств функции (11) и ограничений (12) и (13) приведены ниже.

Этап 1. Задание параметров кода и модели канала связи.

На этом этапе устанавливаются значения распределений степеней битовых и проверочных вершин графа Таннера $\lambda(x)$ и $\rho(x)$ заданного кода, а также выбираются параметры процедуры «density evolution» в зависимости от модели канала связи.

Этап 2. Поиск коэффициентов нормализации для проверочных и битовых вершин графа Таннера.

На данном этапе осуществляется оптимизация значений векторов $\bar{\alpha}$ и $\bar{\beta}$ путем последовательного применения процедуры «density evolution» для группы данных векторов, формируемых с использованием обобщенных биоинспирированных процедур.

Этап 3. Получение оптимизированных значений коэффициентов нормализации.

На этом этапе происходит формирование «лучших» векторов $\bar{\alpha}^*$ и $\bar{\beta}^*$ на основе выполнения этапа 2, т.е. получение значений коэффициентов нормализации близких к оптимальным для заданных параметров кода и модели канала связи.

Выводы

Для повышения эффективности декодирования минимальной суммы необходимо применять нормализацию вычислений в вершинах графа Таннера, соответствующего некоторому коду с малой плотностью проверок на четность. Задачу поиска коэффициентов нормализации формально можно представить в виде оптимизационной задачи, для решения которой целесообразно применять биоинспирированный подход уменьшенной сложности. Таким образом, предложенный подход к оптимизации метода декодирования минимальной суммы для заданного кода с малой плотностью проверок на четность можно рассматривать как обобщение метода [3].

Список литературы: 1. Richardson, T.J., Urbanke, R.L. The capacity of low-density parity-check codes under message-passing decoding // IEEE transactions on information theory. – 2001. – Vol. 47, № 2, February. – P. 599–618. 2. Fossorier, M., Mihaljevic, M., Imai, H. Reduced complexity iterative decoding of low-density parity check codes based on belief propagation // IEEE transactions on information theory. – 1999. – Vol. 47, № 5, May. – P. 673–680. 3. Zhang, J., Fossorier, M., Gu, D., Zhang, J. Improved min-sum decoding of LDPC codes using 2-dimensional normalization // IEEE Global telecommunications conference. – 2005. Vol. 3. – P. 1187–1192. 4. Штомпель, Н.А. Оптимизация нерегулярных кодов с малой плотностью проверок на четность на основе природных вычислений // Радиотехника. – 2016. Вып. 186. – С. 207–210.

Украинский государственный
университет железнодорожного транспорта

Поступила в редколлегию 12.10.2016

**PERFORMANCE ANALYSIS OF LOAD BALANCING MECHANISMS
IN SOFTWARE-DEFINED NETWORKING****Introduction**

The widespread distribution of different services on demand and business applications requires a designing and implementation the highly-productivity networking solutions. Traditional multiservice network solutions often not allow to provide services with guaranty QoS characteristics. First of all, such situation connected with a high overloading of network environment – the data forwarding equipment today provide a lot of addition management and monitoring functions that influent to the efficient of service provision greatly. The implementation of Software-Defined Networking (SDN) paradigm and different virtualization technology, i.e. cloud computing is became very popular today. The main principles of SDN paradigm and cloud computing are provide the availability of different type of services which are allocated at different parts of the distributed multiservice network to users who wants to access those resources from their work place in the form as a service through an optimized and reliable service provider maintaining convenience and ubiquity [1]. The services implementation through cloud computing has many advantages: increasing network scalability, performance, reliability, fault tolerant and decreasing cost of implementation and utilization. The multiservice networks based on SDN solutions has a lot of benefits. The productivity, control of transport quality, transparent services provision, network function virtualization (no overhead of encapsulation), and flexible traffic management are the most significant benefits of SDN implementation.

However, the complication of SDN paradigm is not finishing process. The traffic engineering mechanisms and service provision scenarios are not completed. The challenges in services provision in SDN-based networks connected with low interoperability between hosts, lake of resource control and nodes migration control. The prediction of load intensity and effective load distribution between different computation nodes is still actual question [2]. In this way the finding load balancing solution for clouds is not easy process.

The analysis of main policies and characteristics like round trip time, throughput that archived by using of different load balancing algorithms and resources utilization give ability to choose and implement better traffic engineering solutions for SDN-based networks.

Overview of load balancing techniques

In general, load balancing techniques include a scope of methods and engineering solutions of optimal load distribution across multiple resources through appropriate network paths. The implementation of appropriate load balancing algorithms according to the current network conditions allows achieving optimal resources utilization, throughput maximization and minimization round trip time minimization [3].

The general task of load balancing mechanisms can be broken into two sub-tasks:

1. Transfer the incoming traffic with a maximal possible intensity.
2. Smooth the load distribution in the network.

In general, the task of effective distribution network bandwidth can be formalized as follows:

$$Q(A^{IN}, Th_{in\alpha}, Th_{out\alpha}) \rightarrow \max_{CP_{\alpha}}, \quad (1)$$

where $Q()$ – the objective function or optimization function, A^{IN} – total flow of incoming traffic, $Th_{in\alpha}$ and $Th_{out\alpha}$ – the throughput of network channels, CP_{α} – policy control network load (select network channel).

In this case, the optimization task can be reduced to the following form:

$$A^{IN} \rightarrow \max_{CP_{\alpha}} / Th_{in\alpha}, Th_{out\alpha}. \quad (2)$$

In the proposed method of optimal allocation of bandwidth is achieved by distributing the traffic flows on all communication channels permitted in proportion to the available bandwidth of the channel at the current time or the time of receipt of the application time.

The load balancing techniques can be divided into two categories - static [4] load balancing techniques and dynamic [5] load balancing techniques. The division depend of current network policies and management mechanisms.

Static load balancing algorithms are based on the information about the average behavior of system; transfer decisions are independent of the actual current system state. Static load balancing procedures are used in the presence of prior knowledge about the services and applications of statistical information about the network environment. The goal of static load balancing method is to reduce the execution time and minimize the communication delays. Round Robin [6], Randomized [7], Central Manager [8] and Min Min [9] algorithms are the static load balancing algorithms.

In Round Robin algorithm the execution processes are divided between all processors. Each process is assigned to the processor in a round robin order. Distributions of data and incoming request between the computation nodes (web-, mail-, ftp- servers) are equal but the time of execution for different computing node are not same. It is depend of type of processor.

Randomized algorithm is a process that can be handled by a particular node with different probability. The process allocation order is maintained for each processor independent of allocation from remote processor. This algorithm works well in case of processes are of equal loaded. Randomized algorithm does not maintain deterministic approach.

Central Manager algorithm works on the principal of dynamic distribution. Each new request that arrived to the queue manager is inserted into the queue. When request for an activity is received by the queue manager it removes the first activity from the queue and sends it to the requester. If no ready activity is present in the queue the request is buffered, until a new activity is available.

The Min-Min algorithm firstly finds the minimum execution time of all tasks. Then it chooses the task with the least execution time among all the tasks. The algorithm proceeds by assigning the task to the resource that produces the minimum completion time. The same procedure is repeated by Min-Min until all tasks are scheduled [6].

In dynamic load balancing algorithms work load is distributed among the processors at runtime. The master assigns new processes to the slaves based on the new information collected [7].

Token Routing [10], Central Queuing [11], Least Connection algorithms are the main types of dynamic load balancing algorithms.

Token Routing algorithm minimizes the overload in software-defined networking by use special tokens (agents). Agents gather statistics and distribute traffic according this statistic. The algorithm provides the fast and efficient routing decision.

Central Queuing algorithm works on the principal of dynamic distribution. Each new activity arriving at the queue manager is inserted into the queue.

Least connection is a method of dynamic scheduling of incoming data. The number of connections for each computation node are counted that, the load distribution is estimated the according to this amount of connection. The SDN controller (load balancing module) records the connection number of each server. This algorithm is suitable in case when the amount of nodes changes in some thresholds.

The experimental evaluation of static and dynamic load balancing techniques

In the work such parameters as round trip time and throughput are suggested to measuring the effectivity of different load balancing algorithms of SDN-based networks. The round trip time in such situation is the average amount of time between requests message from end users received response from server. The round trip time greatly impact on such quality of service parameters as delay and jitter. Throughput is the amount of data transferred in one direction over a link divided by the time taken to transfer it, usually expressed in bits or bytes per second.

For evaluation the efficiency of proposed algorithm of load balancing for SDN-based networks the network simulation tool called mininet was used. The software POX SDN controller and two OpenFlow Switches was simulated. The fragment of the experimental network is shown in Fig. 1.

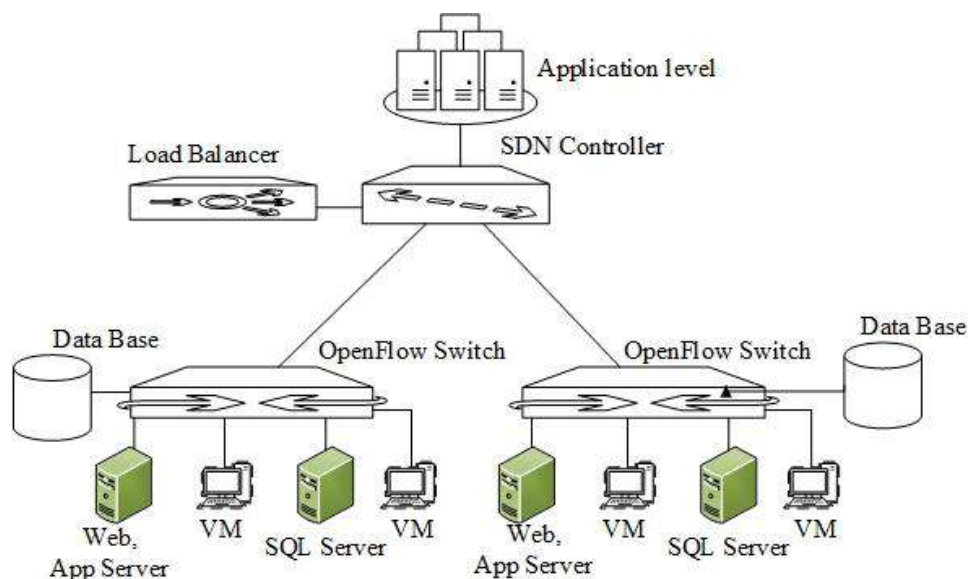


Fig. 1. Fragment of the experimental network (mininet interpretation)

Response time per size of message and round trip time per number of users are evaluated in the work. The fixed number of request-response pairs (12 pairs request-response) for messages with different size take into account. The message with size 16kB, 32kB, 64kB, 128kB, 256kB, 512kB, 1024kB and 2048kB generate for experiment. The different amounts of users take into account for evaluation response time per users (from 10 to 700 end nodes).

To simplify the evaluating process assumed that each user generated equal amount of data. Comparing round trip time for load balancing algorithms depending on the message size and the number of users is shown in Fig. 2 and Fig. 3.

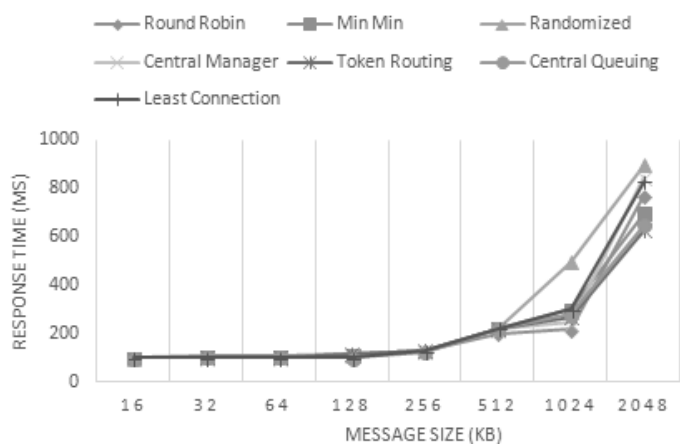


Fig. 2. Round trip time depending on the message size

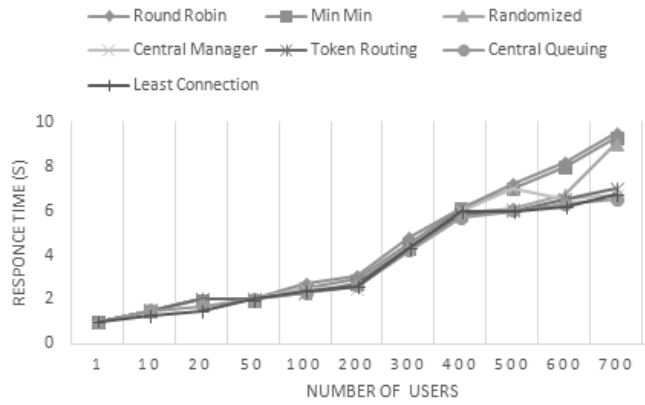


Fig. 3. Round trip time depending on the number of users

The obtained results show that Randomized algorithm gives the highest round trip time depending on the message size. This connected with type of data proceeds. In randomizes algorithm all calculations and choose processor in current time and any prediction not created. Min Min algorithm introduces results near to Randomized algorithm. This is associated with the delay occurrence for finding the fastest processor. Central Queuing, Least Connection and Token Routing algorithms give the best result, especially when the message size is more than 1024 kB. This algorithms predicate on query that can be made frequently.

The round trip time for all analysed algorithms until 200 active users is small. Response time for Min Min algorithm and Round Robin algorithm grows rapidly in the case when amount of end users more than 500. Central Manager and Central Queuing algorithms give the smallest round trip time.

The throughput as a function of message size and as a function of number of users, which generate proximately the same amount of data, shown on Fig. 4 on Fig. 5 respectively.

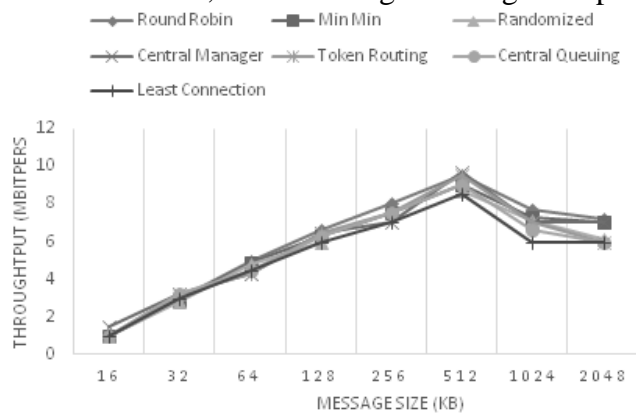


Fig. 4. Throughput depending on the message size

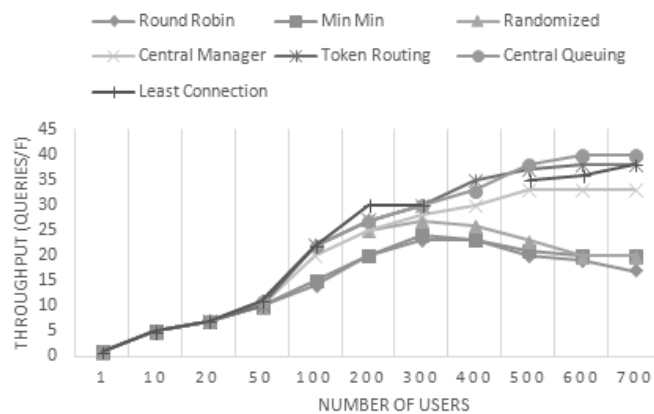


Fig. 5. Throughput depending on the number of users

Throughput comparing (Fig.4 and Fig.5) shows that Round Robin, Randomized and Min Min algorithms give the smallest throughput. Round Robin algorithm depends on Round Robin order, so there is no strategy to know the best loaded node. Min Min algorithms try to find a faster processor of computing nodes in this way overload generates. Randomized algorithm doesn't have any strategy to find best processor too. Central Manager, Least Connection and Token Routing algorithms introduce the highest throughput in the case when the amount of end users grows.

Conclusion

The main purposes of load balancing are resource provisioning and scheduling tasks in distributed environment with appropriate quality of services. Choice of load balancing algorithm for cloud environment depends on many factors: network infrastructure type (overload or underload approach), equipment CPU, data type. According to the principles of work load balancing techniques can be divided on statics and dynamics. The results of the experiment revealed that static load balancing algorithms work more stable in situation when the traffic intensity is predictable. The average round trip time depends of messages size for static algorithms less than for dynamics load balancing techniques. But in case when amount of end users grows the dynamic load balancing methods shows better result. For example, Central Manager, Least Connection and Token Routing algorithms introduce the highest throughput in the case when the amount of end users grows and, consequently, the data intensity grows.

List of references: 1. *J. W. Rittinghouse, J. F. Ransome* Computing Implementation, Management, and Security. CRC Press, New York, ISBN: 978-1-4398-0680-7, 2010, 340 p. 2. *R. M. Bryant and R. A. Finkel* A Stable Distributed Scheduling Algorithm in Proc. 2nd Int. Conf. Dist. Comp., pp. 341-323. 3. *B. Godfrey, K. Lakshminarayanan, S. Surana, R. Karp and I. Stoica* Load Balancing in Dynamic Structured P2P Systems // Performance Evaluation, Vol. 63, No. 3, 2006, pp. 217-240. 4. *S. C. Wang et all.* Towards a load balancing in a three level cloud computing network. Proceedings of 3rd International Conference on Computer Science and Information Technology (ICCSIT), IEEE, July, 2010, pp.108-113. 5. *X. Ren, R. Lin, H. Zou.* A dynamic load balancing strategy for cloud computing platform based on exponential smoothing forecast. International Conference on. Cloud Computing and Intelligent Systems (CCIS), IEEE. 2011, pp.220-224. 6. *Saroj Hiranwal, K. C. Roy.* Adaptive Round Robin Scheduling using shortest burst approach based on smart time slice // International Journal of Computer Science and Communication Vol. 2, No. 2, 2010, pp. 319-323. 7. *M. Mitzenmacher, E. Upfal.* Probability and Computing: Randomized Algorithms and Probabilistic Analysis. Cambridge University Press, 2005, 110 p. 8. *B. Yagoubi, and Y. Slimani* Task Load Balancing Strategy for Grid Computing // Journal of Computer Science, Vol. 3, No. 3, 2007, pp. 186-194. 9. *Ren X, R Lin, H Zou.* A dynamic load balancing strategy for cloud computing platform based on exponential smoothing forecast. proc. International Conference on. Cloud Computing and Intelligent Systems (CCIS), IEEE, 2011, pp. 220-224. 10. *B. Montero et all.* Virtual infrastructure management in private and hybrid clouds IEEE Internet Computing, 13(5), 2009, pp.14-22. 11. *Sandeep Sharma, Sarabjit Singh, and Meenakshi Sharma* Performance Analysis of Load Balancing Algorithms // Academy of science, engineering and technology, issue 38, February 2008, pp.269-272.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.10.2016

МЕТОД КОМПЛЕКСНОГО УЛУЧШЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ОРТОГОНАЛЬНЫХ АНСАМБЛЕЙ НА ОСНОВЕ МУЛЬТИПЛИКАТИВНОГО ОБЪЕДИНЕНИЯ СИГНАЛОВ РАЗЛИЧНЫХ КЛАССОВ

Введение

Настоящую статью можно рассматривать как введение в теорию синтеза ортогональных дискретных сигналов по авто- и взаимнокорреляционным функциям, а также ансамблевым и структурным свойствам. Поскольку кодовое разделение основано на различии сигналов, то построение многопользовательских телекоммуникационных систем и показатели эффективности указанных систем определяются выбором сигналов и их свойствами. Обычно число абонентов в современных телекоммуникационных системах достаточно велико, поэтому выбор сигналов для систем сводится к определению систем сигналов с заданными свойствами. Развитие многопользовательских систем и, в частности, систем с кодовым разделением абонентов (CDMA) и привело к исследованиям в области теории систем сигналов.

В теории связи наиболее распространенной моделью служит канал с аддитивным белым гауссовским шумом, в котором переходная вероятность $P[y(t)/s(t)]$ (вероятность трансформации каналом заданного сигнала в то или иное выходное наблюдение $y(t)$) экспоненциально уменьшается с ростом квадрата Эвклидова расстояния между переданным сигналом и выходным наблюдением [1]:

$$P[y(t) | s(t)] = k \exp(-1/N_0 d^2(s, y)), \quad (1)$$

где k – константа, не зависящая от $y(t)$ и $s(t)$; N_0 – спектральная плотность мощности одностороннего белого шума, а Эвклидово расстояние между $y(t)$ и $s(t)$ определяется как

$$d^2(s, y) = \sqrt{\int_0^T [y(t) - s(t)]^2 dt}. \quad (2)$$

Известно, что единственным путем достижения высокой достоверности передачи данных является увеличение расстояния между конкурирующими в системе сигналами до максимально возможного значения. В свою очередь, такое увеличение расстояния может быть достигнуто за счет увеличения энергии сигналов (или длины соответствующих векторов). Очевидно, что для максимизации расстояния между двумя векторами фиксированной длины следует выбирать их противоположными. Обеспечение вероятности ошибочного приема, аналогично случаю противоположных сигналов, достигается на основе ортогональной пары при двукратном увеличении энергии сигналов.

Множество ортогональных сигналов может быть построено, например, путем временного сдвига сигналов. Очевидно, что скалярное произведение любых двух не перекрывающихся во времени сигналов равно нулю. При использовании M сигналов, занимающих совместно весь временной интервал T_c , при длительности сигнала не более, чем $T = T_c/M$, и временном сдвиге между соседними сигналами, подобное кодирование образует семейство ортогональных сигналов. Другим способом обеспечения ортогональности служит кодирование путем частотного сдвига. На основе теоремы Парсеваля скалярное произведение сигналов $x(t)$, $y(t)$ и их спектров $\tilde{x}(t)$, $\tilde{y}(t)$ совпадает [1]:

$$(x, y) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)y(z) dt =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{x}(f)\tilde{y}(f) df = (\tilde{x}, \tilde{y}), \quad (3)$$

что позволяет перевести метод временного сдвига в частотную область. При полном перекрытии сигналов во времени каждый из них занимает полосу не менее чем $W = 1/T_c$. Тогда максимальное число ортогональных сигналов, образованных сдвигом спектра, будет $M = W_c / W = W_c T_c = n_s$. При данном способе кодирования сигнал использует весь временной ресурс T_c и только M -ю часть общего частотного ресурса W_c .

Рассмотренные методы построения ортогональных сигналов представляются предпочтительными с точки зрения аппаратной реализации. Однако при увеличении числа сигналов M кодирование с помощью временного сдвига требует значительного пик-фактора, а

кодирование с помощью частотного сдвига предполагает оптимальную обработку с применением значительного количества частотных фильтров.

При таких условиях метод построения ортогональных сигналов путем совместного использования всеми сигналами общего частотно-временного ресурса без распределения последнего может оказаться предпочтительным. При данном методе все сигналы, относящиеся к данному ресурсу, полностью перекрываются как во временной, так и в частотной области. Полоса, занимаемая каждым сигналом, может быть оценена как $W = 1/\tau$ (τ – длительность элементарного импульса последовательности N некоторого сигнала M). Длительность сигнала составляет величину $T = M\tau$. При этом $WT = M = W_c T_c$. Ортогональность сигналов для данного метода достигается не путем деления временного интервала или полосы, а за счет выбора закона модуляции сигнала. Ортогональное кодирование с распределением спектра позволяет реализовать ряд ценных для практики телекоммуникационных систем свойств:

- достижение высокой помехоустойчивости по отношению к узкополосной помехе без увеличения энергии сигнала и пиковой мощности;

- возможность повышения защищенности системы от заградительной помехи (спектр помехи покрывает спектр сигнала) в условиях ограничений как на пиковую мощность полезного сигнала, так и на мощный ресурс постановщика помех на основе использования сигналов с большим значением частотно-временного произведения полосы частот сигнала F на его длительность T ;

- возможность системы предотвращать обнаружение своего сигнала потенциальным перехватчиком на основе использования сигналов с распределенным спектром, обладающих максимально возможным значением выигрыша от обработки ФТ;

- возможность применения сигналов с практически нераскрываемой структурой и многое другое.

Указанное объясняет значительное распространение ортогонализации данного типа в современных телекоммуникационных системах (cdmaOne, UMTS, cdma 2000).

Теоретические основы построения ансамблей ортогональных дискретных сигналов

В работе [2] рассматриваются корреляционные свойства ортогональных систем сигналов для длительностей $L=2^r$, $r=1,2,3...$ Ниже оцениваются возможности синтеза больших ансамблей ортогональных систем сигналов с числом элементов $L \equiv -1 \pmod{4}$, анализируются достижимые значения по корреляционным, ансамблевым и структурным свойствам, приводятся основы теории алгоритмического рекуррентного синтеза ортогональных дискретных сигналов.

Пусть $\{W\}_{opt}$ – ортогональная система дискретных сигналов. Обозначим j -й словарь ортогональных дискретных сигналов (ОДС) как $\{W^j\}_{орт}$, $j=1, M$, где M – число различных словарей. Тогда i и v ($i, v=1, L$) ОДС W^j словаря являются ортогональными, если выполняется условие

$$\sum_{k=1}^L \{W_i^j\}_k \{W_v^j\}_k = \begin{cases} -1 & \text{при } i \neq v; \\ L & \text{при } i = v \end{cases} \quad (3)$$

Ортогональные дискретные сигналы аналитически могут быть заданы различными способами [1, 3]. Наиболее удобной, по нашему мнению, является форма представления ОДС с использованием функций Адамара, под которыми понимают последовательности из L прямоугольных импульсов с амплитудой, равной единице, и полярностью, определяемой элементами строк матриц Адамара порядка m , т. е.

$$A_m = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1m} \\ a_{22} & a_{22} & \dots & a_{2m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{m1} & a_{m2} & \dots & a_{mm} \end{bmatrix}. \quad (4)$$

В качестве кодовых последовательностей можно брать строки или столбцы матрицы Адамара.

Приведенные ниже утверждения дают условия существования ОДС для различных значений длительности L [2].

Утверждение 1. Пусть $\{W_m^j\}$ есть матрица Адамара, причем $m > 3$, тогда она существует (матрица Адамара порядка m), если $m = L = 0 \pmod{4}$.

Утверждение 2. Существуют матрицы Адамара первого и второго порядка:

$$\{W_1^j\} = |1|, \{W_2^j\} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}.$$

Утверждение 3. Если $M=2^t$, то существует матрица Адамара порядка 2^t .

Утверждение 4. Если существуют матрицы Адамара $\{W_{m1}\}$ и соответственно $\{W_{m2}\}$ m_1 и m_2 порядков, то существует матрица Адамара $m=m_1m_2$ полученная из матрицы $\{W_{m1}\}$ подстановкой $\{W_{m2}\}$ вместо (+1) и $\{-W_{m2}\}$ вместо (-1)

Утверждение 5. Для любого простого числа $p \equiv 3 \pmod{4}$ существует матрица Адамара порядка $m=p+1$.

Утверждение 6. Если $m=2^k(P+1)$, где k – целое, а P – простое число, то существует матрица Адамара порядка $2^k(P+1)$.

Утверждение 7. Если $m=2^kP(P+1)$, где $P \equiv 3 \pmod{4}$ – простое число, то существует матрица Адамара порядка $2^kP(P+1)$.

Утверждение 8. Если $m=2^k(p^n+1)$, где P – нечетное число простое, то существует матрица Адамара $2^k(p^n+1)$.

Утверждение 9. Если $m=m^*(m^*-1)$, где $m^*=2^r(P_1+1)(P_2+1)\dots(P_i+1)$, причем $P_i+1 \equiv 0 \pmod{4}$, то существует матрица Адамара порядка $m^*(m^*-1)$.

Утверждение 10. Если существует матрица Адамара порядка m_1 и $m_2 \geq 2$, то существует матрица Адамара порядка $m=m_1m_2P(P+1)$, где P – простое нечетное число.

Утверждение 11. Если существуют матрицы Адамара порядка m_1 и m_2 , а $P_2=p_1+4$, причем P_1 и P_2 простые, то существует матрица порядка $m_1m_2P(P_2-1)$.

Утверждение 12. Если $P_2=P_1+2$, P_1 и P_2 – простые, то существует матрица Адамара порядка $(P_1+1)^2 = (P_2-1)^2$.

Утверждение 13 [3]. Если $m=13k$, причем $k=4t$, $t=1,2,\dots$, то существует матрица Адамара порядка m .

Утверждение 14. Если $m=2^r$, то существует матрица Адамара, строками которой являются автоморфизмы линейной рекуррентной последовательности максимального периода (ЛРПМ), в качестве 2^r элемента которых используется символ 1 (-1).

Утверждение 15 [3]. Если $M < 200$, то существует метод Уильямса, с использованием которого могут быть построены матрицы Адамара порядка 92, 116, 184.

Анализ приведенных утверждений позволяет сделать следующие выводы:

- для абсолютного большинства значений $L \equiv 0 \pmod{4}$ существуют матрицы Адамара;
- алгоритмы построения матриц Адамара для различных значений L в ряде случаев имеют существенные отличия;
- если необходимо строить матрицы Адамара для широкого спектра длительностей L , то предпочтительно устройства их формирования реализовать программными средствами.

Примеры матриц Адамара порядка N (4, 8, 64) приведены в табл. 1.

Типичным для телекоммуникационных систем является подход, заключающийся в использовании множества сигналов, обладающего, по меньшей мере, одним из следующих свойств [4]:

- каждый из сигналов данного множества легко отличим от своей сдвинутой по времени копии;
- каждый из сигналов данного множества легко отличим от любого другого (в том числе сдвинутого во времени) сигнала этого множества.

Первое свойство важно для радиолокационных систем, систем синхронизации, а также для широкополосных систем связи, второе – для многопользовательских систем с кодовым разделением абонентов.

Минимизация уровня боковых лепестков автокорреляционной функции имеет наивысший приоритет при конструировании сигнала для таких приложений систем как измерение времени запаздывания, временное разрешение, синхронизация работы станций и др. Равенство нулю всех боковых лепестков для апериодических амплитудно-фазоманипулированных сигналов невозможно [1]. При синтезе сигналов используют минимаксный критерий, который требует достижения минимально возможной величины максимального бокового лепестка АКФ апериодического кода. Формальная запись данного критерия имеет вид [1]:

$$R_{a,\max} = \max R_a(m) = \min. \quad (5)$$

В соответствии с критерием (5) предпочтительными являются последовательности с наименьшим значением бокового лепестка.

В ряде приложений имеют место взаимные временные задержки между сигналами пользователей, делая процедуру синхронизации сигнатур на входе приемника проблематичной. Примером такой ситуации может служить система мобильной сотовой связи (канал «вверх»), в которой вследствие движения потребителей внутри соты, происходит изменение расстояния между ними и базовой станцией, а значит, и времени поступления пользовательских сигналов на приемник базовой станции. При наличии взаимных задержек сигналов, последние не могут оставаться ортогональными. Следствием этого является возникновение межпользовательского мешающего воздействия (помехи множественного доступа), что, в свою очередь, приведет к ненулевому отклику приемника, настроенного на k -го пользователя, от сигналов других абонентов. Помехоустойчивость обработки (различения) данных будет определяться энергетическим отношением сигнал-помеха на выходе приемника и числом пользователей.

Проведем анализ корреляционных и спектральных свойств ортогональных дискретных сигналов (ОДС). В [2] показано, что сигналы обладают минимальными значениями максимальных боковых выбросов функций авто- и взаимной корреляции в том случае, если число блоков μ подряд расположенных одинаковых символов последовательности удовлетворяет условию $\mu \approx \frac{L+1}{2}$.

Известно [2], что указанным требованиям не удовлетворяет ни одна из систем ОДС, алгоритм построения которых задаются утверждениями 1 – 15. Так, например, для систем Уолша характерно изменение числа блоков в строках (сигналах) от 1 до L . Поэтому система Уолша должна обладать плохими корреляционными свойствами, так как у

сигналов количественно будем оценивать коэффициентом $S = \frac{l}{L}$.

Утверждение 16. Для восстановления закона формирования ОДС, построенных по алгоритму утверждения 2.3, необходимо и достаточно знать безошибочно $K = \frac{L}{2} + 1$ символов.

Утверждение 17. Для восстановления закона формирования ОДС, построенных по алгоритму утверждения 4, необходимо и достаточно знать безошибочно k символов:

$$k \geq \begin{cases} m_1 \left(\frac{m_2}{2} + 1 \right), \text{ если } m_2 > m_1 \\ m_2 \left(\frac{m_1}{2} + 1 \right), \text{ если } m_1 > m_2 \end{cases}$$

Утверждение 18. Для восстановления формирования необходимо и достаточно знать безошибочно $k \geq 2n$ символов, где n – база регистра с линейными обратными связями.

Утверждение 19. Пусть ОДС строится по алгоритму утверждения 5, тогда для восстановления закона формирования необходимо и достаточно знать безошибочно $k \geq L/2$ символов.

Утверждение 20. Пусть $W_{m_1}, W_{m_2}, \dots, W_{m_i}$ есть базовые матрицы, причем

$$m_1 \geq m_2 \geq m_3 \geq \dots \geq m_i,$$

тогда для восстановления закона формирования ОДС, построенных по алгоритму утверждений 6 – 11, необходимо и достаточно знать безошибочно $k \geq (m_1 m_2 m_3 \dots m_i)/2$ символов.

Отметим, что сформулированные утверждения не рассматривают вопроса оценки вычислительной сложности алгоритма.

В табл. 3 приведены количественные оценки структурных свойств ОДС системы Адамара в зависимости от алгоритма построения.

Таблица 3

L	2^f	$(2^f - 1) + 1$	$p + 1$	$\prod_{i=1}^l m_i$	92	116	172
S	0,5	0,02	0,5	0,5	0,25	0,25	0,25

Анализ данных табл. 3 показывает, что структурные свойства ОДС системы Адамара зависят от алгоритма их построения и не превышают величины 0,5.

Таким образом, ОДС системы Адамара обладают неудовлетворительными корреляционными, спектральными, ансамблевыми и структурными свойствами. Так, уровень боковых лепестков ПФАК и ПФВК ОДС, построенных на основе матриц Адамара достигает значения $\pm L$, что приводит к существенному уменьшению вероятности правильного обнаружения

сигналов циклового фазирования или слежения. Последнее приводит к снижению достоверности передачи информации. В связи с указанным использование ОДС ограничено. В то же время ОДС системы Адамара являются ортогональными, что позволяет различать их при

наличии цикловой синхронизации без взаимных помех. Кроме того, ОДС существуют для широкого спектра значений L .

Сохранение изложенных преимуществ с одновременным улучшением корреляционных, спектральных, ансамблевых и структурных свойств может быть достигнуто на основе использования производных систем сигналов.

Построение производных ОДС базируется на основе испытания свойств инвариантности строк и столбцов матрицы Адамара относительно операций их инвертирования и взаимной перестановки [5].

Пусть $\{G^j\}$ есть ортогональный дискретный словарь систем Адамара, а вектор H –

дискретный сигнал с заданной ПФАК, тогда под производным ортогональным словарем Адамара будем понимать совокупность строк матрицы

$$G_n^j = \begin{bmatrix} g_{11} h_{11} & g_{12} h_{12} & \dots & g_{1L} h_{1L} \\ g_{21} h_{11} & g_{22} h_{12} & \dots & g_{2L} h_{1L} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{L1} h_{11} & g_{L2} h_{12} & \dots & g_{LL} h_{1L} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

где $g_{iv} - i_v$ – элемент матрицы $\{G^j\}$; $h_{iv} - v$ – элемент матрицы H .

Анализ (10) показывает, что для построения производного ОДС необходимо найти множество векторов H , применение которых в (10) позволит улучшить корреляционные, спектральные, ансамблевые и структурные свойства ОДС. При этом в дальнейшем вектор H будем называть производящим, а матрицу задающей [2].

Выбор производящих систем сигналов

В настоящем параграфе определяются требования к корреляционным, структурным и ансамблевым свойствам производящих дискретных сигналов, излагаются алгоритмы их построения. Вначале, полагая, что производный сигнал $G_{np}(i)$ образован по алгоритму (10), причем

$$G_{np}(i) = H(i)W(i), \quad (11)$$

выясним, какими корреляционными свойствами должен обладать сигнал $H(i)$. Для этого вычислим значение ПФАК $G_{np}(i)$. В результате получим

$$\begin{aligned} \sum_{k=0}^{L-1} [R_{np}(k)]^2 &= \sum_{k=0}^{L-1} [\sum_{i=-1}^{L-1} H(i)W(i+k)]^2 = \\ &= \sum_{k=0}^{L-1} [\sum_{i=-1}^{L-1} H(i)W(i+k) \times H(i)W(i+k)]^2 = \\ &= \sum_{k=0}^{L-1} \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{j=0}^{L-1} H(i)W(i+k)H(j)W(j+k) = \\ &= \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{j=0}^{L-1} H(i)H(j) \sum_{k=0}^{L-1} W(i+k)W(j+k) = \\ &= \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{j=0}^{L-1} H(i)H(j)R_w(i-j), \end{aligned}$$

После замены переменных $i=k+j$ получим

$$\begin{aligned} \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{j=0}^{L-1} H(i)H(j)R_w(i-j) &= \\ &= \sum_{j+k=0}^{L-1} \sum_{j=0}^{L-1} H(j+k)H(j)R_w(k) = \\ &= \sum_{k=0}^{L-1} \sum_{j=-1}^{L-1} H(j+k)H(j)R_w(k) = \sum_{j+k=0}^{L-1} R_H(k)R_w(k). \end{aligned} \quad (12)$$

Анализ (12) показывает, что для уменьшения боковых лепестков ПФАК производных сигналов необходимо в качестве производящих выбирать сигналы, обладающие минимальными значениями $R_H(k)$.

Определим требования к корреляционным свойствам производящих сигналов с точки зрения минимизации R_{np} ПФВК.

Если

$$\begin{aligned} G_{np\mu}(i) &= H_\mu(i)W_\mu(i); \\ G_{np\nu}(i) &= H_\nu(i)W_\nu(i), \end{aligned}$$

то, как показано в [2], в качестве оценки выбросов ПФВК может быть использовано соотношение

$$\begin{aligned} Q_{mn}^{\mu\nu}(\tau) &= \\ &= \frac{E_H E_W}{\pi E_S} \int_{-\infty}^{\infty} R_{mn}(\tau_1 - x) R_{\mu\nu}(\tau_1, x) dx. \end{aligned} \quad (13)$$

Воспользовавшись известным неравенством Буняковского-Шварца из (13), получим

$$Q_{mn}^{\mu\nu}(\tau) \leq \frac{E_H E_w}{\pi E_s} \times \sqrt{\int_{\emptyset} |R_{mn}(\tau_1 - x)|^2 dx \int_{\emptyset} |R_{\mu\nu}(\tau_1, x)|^2 dx} \quad (14)$$

а для ПФАК

$$Q_{mn}^{\mu\nu}(\tau) = \frac{E_H E_w}{\pi E_s} \times \sqrt{\int_{\emptyset} |R_{mn}(\tau_1 - x)|^2 dx \int_{\emptyset} |R_{\mu\nu}(\tau_1, x)|^2 dx} \quad (15)$$

где \emptyset задает полосу (интервал) интегрирования.

Таблица 4

№ п/п	Класс сигнала	L	R _{max}	M	S	Способ формирования
1	М-последовательность	(2 ^m -1)+1, m=2, 3, 4 ...	0,3L (L=64)÷ 0,05L (L=4096)	φ(2 ^m -1)/2m	$\frac{2m}{2^m-1} = 0,02$ (L=1024)	Регистр с ЛОС
2	Нелинейная М-последовательность	2 ^m m=1, 2,...	0,6L(L=8) ÷0,03L (L=4096)	φ(2 ^m -1)/2m	$\frac{2m}{2^m-1} = 0,02$ (L=1024)	Регистр с НОС
3	Квадратичный вычет	(4x+3)+1, (4x+1)-1, x=1,2,...	$\left \frac{4\alpha}{L} \right , \alpha > 2$	2	0,5	Аппаратный, программный
4	Дополнительные последовательности	2 ^k N, N=2 ^j , j, k=1,2,...	0	1(2)	0,5	Программный
5	Последовательности с трехуровневым ПФАК	32,64,128, 512, 1024,2048	$\left \frac{4}{L} \right $	>2	1	Программный
7	Последовательности Зингера	$\frac{p^n-1}{p-1}$, p – простое n = 2,3,4...	$\left \frac{4}{L} \right $	$\frac{\varphi\left(\frac{p^n-1}{p-1}\right)}{2n}$	1	Программный
8	Характеристические последовательности	p ⁿ -1 = 0(mod 4), n=1,2,.. p – простое	$\left \frac{4}{L} \right $	φ(L)/2	1	Аппаратный, программный

Анализ (13) – (15) в соответствии с оценкой [2],

$$Q_{mn}^{\mu\nu}(\tau) \leq \frac{1}{2} \sqrt{\frac{F_w}{F_H}}, \quad (16)$$

где F_w и F_H – ширина полос исходного и производящего сигналов соответственно, показывает, что для уменьшения максимальных выбросов ПФВК необходимо использовать

производящие сигналы H с минимальными выбросами ПФАК и, если возможно, расширять спектр занимаемой порождающим сигналом полосы частот.

Выясним предел плотной упаковки, т. е. какие минимальные выбросы ПФАК H достижимы, если $L \equiv 0 \pmod{4}$. В [5] показано, что минимально достижимыми значениями ПФАК для произвольных значений L являются следующие значения:

$$R_{Hmax}(l) = \begin{cases} 0, \text{ если } L = 0 \pmod{4}; \\ 1, \text{ если } L = 1 \pmod{4}; \\ 2, \text{ если } L = 2 \pmod{4}; \\ 3, \text{ если } L = 3 \pmod{4}. \end{cases} \quad (17)$$

Из (17) следует, для $L \equiv 0 \pmod{4}$ могут быть, в принципе, построены производящие сигналы с нулевыми значениями ПФАК.

В табл. 4 приведены свойства существующих сигналов [2, 5, 6], которые могут использоваться в качестве производящих. Анализ табл. 4 показывает, что большинство сигналов обладает «неудобной» длиной. Кратность четырем может быть получена только за счет

дополнения или усечения сигнала, что, естественно, изменит его корреляционные свойства и приведет к увеличению уровня боковых лепестков ПФАК производных сигналов. В этом случае следует ожидать, что в соответствии с (12) и (15) лучшими корреляционными свойствами будут обладать производные системы сигналов, построенные с использованием характеристических сигналов.

В табл. 5 представлены алгоритмы, построения некоторых классов сигналов [2,5-9], которые могут быть использованы в качестве производящих сигналов

Таблица 5

№ п/п	Класс сигнала	Правило построения
1	М-последовательность	$W_{i+1} = h_1 W_{i+1} + h_2 W_{i+2} + \dots + h_n W_{i+n}$ где $h_1 - h_n$ – образующий полином, $W_{i+1} - W_{i+n}$ – состояние регистра с линейными обратными связями на $n+i+1$ -м такте
2	Нелинейная М-последовательность	$W_{i+1} = \begin{cases} 0, \text{ если } W_{i+1} = W_{i+2} = \dots = W_{i+n-1} = 0 \\ h_1 W_{i+1} + h_2 W_{i+2} + \dots + h_n W_{i+n} \text{ в других случаях} \end{cases}$ где $h_1 - h_n$ – образующий полином, $W_{i+1} - W_{i+n}$ – состояние регистра с линейными обратными связями на такте
3	Квадратичный вычет	$W_i = \psi(\theta i)$, $i \neq 0 \pmod{p}$ $W_{-1} = -1$, где p – простое число; θ – первообразный элемент поля $GF(p)$; характер i -го элемента поля $GF(p)$
4	Дополнительные последовательности	Случайные последовательности
5	Последовательности с трехуровневой ПФАК	Случайные последовательности
6	Квазиортогональные случайные последовательности	Случайные последовательности
7	Последовательности Зингера	$Wl = hlW$
8	Характеристические последовательности	$Wl = \psi(\theta i + 1)$, если $\theta i + 1 \neq 0 \pmod{p}$; $Wl = 1$, если $\theta i + 1 = 0 \pmod{p}$
9	Криптографические последовательности	На основе использования случайного (псевдослучайного) процесса

Выводы

Основными направлениями дальнейших исследований в области синтеза производных систем сигналов, на наш взгляд, являются: выбор производящих классов сигналов, обладающих требуемыми ансамблевыми, структурными, корреляционными свойствами; исследования свойств синтезированных производных систем сигналов; синтез аппаратных, аппаратно-программных, программных устройств формирования и обработки производных систем сигналов.

Список литературы: 1. *Ipatov, Valery P.* Spread Spectrum and CDMA. Principles and Applications / Valery P. Ipatov. University of Turku, Finland and St. Petersburg Electrotechnical University 'LETI', Russia. – John Wiley & Sons Ltd, The Atrium, Southern Gate, Chichester, West Sussex PO19 8SQ, England. – 2005. – 385 p. 2. *Варакин Л. Е.* Системы связи с шумападобными сигналами / Варакин Л. Е. – 1985. – 384 с. 3. *Baumert L., Marsall Hall.* A new construction for HADAMARD Matrices. Communicated by J.D. Swift, August, 24, 1964. 4. *D.V. Sarvate, M.V. Pursley* Crosleration Properties of Pseudorandom and Related Sequences / D.V. Sarvate, M.V. Pursley // IEEE Trans. Commun. Vol. Com 68-5, 1980. 5. *Свердлик М. Б.* Оптимальные дискретные сигналы. / Свердлик М. Б. – М. : Радио и связь, 1975. – 200 с. 6. *Горбенко И.Д.* Синтез систем сложных сигналов с заданными свойствами корреляционных функций для приложений многопользовательских систем с кодовым разделением абонентов / Замула А.А., Е.А. Семенко // Системи обробки інформації. – Х. : ХУПС, 2014р. – Вип. 9 (125). – С. 25 – 30. 7. *Gorbenko I.D., Zamula A.A., Semenکو Ye.A.* Ensemble and correlation properties of cryptographic signals for telecommunication system and network applications // Telecommunications and Radio Engineering. – Volume 75, 2016 Issue 2. pages 169-178. 8. *Замула А.А.* Перспективы применения нелинейных дискретных сигналов в современных телекоммуникационных системах и сетях / Замула А.А., Семенко Е.А // Системи обробки інформації. – Х. : ХУПС, 2015. – Вип. 5 (130). – С. 129 – 134. 9. *Замула, А.А.* Ансамбли дискретных сигналов с минимальными значениями боковых лепестков функций корреляции / Замула А.А. // Системи обробки інформації. – Х. : ХУПС, 2015. – Вип. 10 (135). – С. 35-39.

*Харьковский национальный
университет имени В.Н. Каразина*

Поступила в редколлегию 10.11.2016

ЦИФРОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ ПРИ ЗОНДИРОВАНИИ ИОНОСФЕРЫ МЕТОДОМ НЕКОГЕРЕНТНОГО РАССЕЙЯНИЯ

Введение

При исследовании ионосферы методом некогерентного рассеяния (НР) задача определения в одном режиме измерений одновременно двух таких параметров, как АКФ сигнала НР и высотное распределение электронной концентрации $N_e(h)$, причем с разрешением порядка десятка километров, решается применением составных зондирующих сигналов. Для случая работы в метровом диапазоне волн такие режимы описаны в [1, 2]. В этом диапазоне интервал корреляции на высотах максимума ионизации и ниже имеет значения $\tau_k \approx 1$ мс, поэтому задача решается, например, использованием нескольких частотных каналов и выбором соответствующей аппаратуры обработки сигналов [2, 3].

Возросший потенциал ПК по скорости цифровой записи и соответствующего использования цифровых методов фильтрации создает в настоящее время дополнительные информационные возможности, которые, безусловно, можно реализовать для повышения эффективности ионосферных измерений [4].

Цель исследований – адаптация существующих цифровых технологий для обработки сигнала НР с тем, чтобы получить приемлемое разрешение по всем измеряемым параметрам в простейшем для передатчика режиме зондирования – при зондировании ионосферы радиопульсами с прямоугольной огибающей длительностью которых $T_{и}$, которая на действующих радиолокаторах НР обычно выбирается из приблизительного равенства $T_{и} \cong \tau_k$.

Анализ состояния вопроса

Существенная проблема работы с такими импульсами состоит в том, что они не обеспечивают достаточное разрешение при исследованиях высотного распределения электронной концентрации. К тому же на характер измерительных преобразований влияет поведение в пределах импульсного объема априори неизвестной функции $P(h)$ – высотного распределения мощности сигнала рассеяния [5]. В свою очередь, эти преобразования зависят и от алгоритмов, которые используются для определения АКФ сигнала рассеяния. Данные алгоритмы [5, 6] определяют уровень статистической погрешности измерений и высотное разрешение. К сожалению, достижение малой статистической погрешности при их использовании противоречит получению хорошего высотного разрешения.

Если обратиться к традиционной радиолокации, то на начальной стадии ее развития задача разделения двух радиолокационных отметок на экране электронно-лучевой трубки решалась визуально, поэтому вопрос разрешения напрямую увязывался только с длительностью импульса. Позже было установлено [7], что при алгоритмах, обеспечивающих согласованную обработку, решающую роль в разрешении играют спектральные свойства радиолокационного сигнала, а именно – уровень высокочастотных составляющих в спектре зондирующего радиоимпульса.

Теоретически спектральная функция радиоимпульса, имеющего огибающую *идеально* прямоугольной формы, бесконечна, и можно ожидать, что использование импульсов с *крутыми фронтами* и при достаточно широкополосных радиоприемных устройствах обеспечат лучшее высотное разрешение, чем это определяет общепринятая оценка ширины спектра сигнала, принимаемая за величину $\Delta f = 1/T_{и}$.

Рассмотрим реализацию такой возможности, которая применительно к радиолокаторам НР базируется на цифровой корреляционной обработке принимаемого сигнала.

Алгоритмы обработки

При НР шаг следования отсчетов t_0 выбирают, исходя из ожидаемого характера поведения АКФ сигнала НР. На основе выбранного значения t_0 и ожидаемого интервала корреляции τ_k рассчитывается необходимое количество ординат этой АКФ и выбирается соответствующая длительность зондирующего импульса. Как правило, $T_{\text{и}} \cong \tau_k$, а количество измеряемых ординат принимается в пределах $k = 15 - 20$. Стандартная обработка решается использованием в радиоприемном устройстве (РПрУ) канала для корреляционных измерений (штатный канал). Полоса пропускания этого канала определяется шириной спектра рассеянного сигнала и длительностью излученного радиоимпульса.

При стандартных методиках ионосферных измерений относительное высотное распределение электронной концентрации привязывают к ее абсолютным значениям в максимуме ионизации, используя, например, данные ионозонда. Как показывают теоретические модели и практика исследований [8], с целью адекватного представления $N_e(h)$ необходимы измерения функции $P(h)$ с разрешением в пределах 10 – 30 км.

Очевидным направлением в решении этой задачи является использование короткого импульса как вспомогательного элемента зонда. Однако это влечет использование для него еще одной рабочей частоты [2].

Предлагаемое решение предполагает введение дополнительного широкополосного канала на той же рабочей частоте, а обработку сигнала построить с учетом следующих факторов: форма прямоугольного зондирующего импульса близка к идеальной; период следования отсчетов многократно меньше длительности импульса $T_{\text{и}}$. Предполагалось, что на интервале высот $\Delta H = mct_0/2$ изменения функции $P(h)$ все еще носят *линейный* характер. Тогда соответствующее этому условию максимальное значение m способствует получению наилучшего соотношения между статистической погрешностью и допустимой систематической ошибкой измерений.

Высота h_i																			
	h_8																		
	h_7																		
	h_6																		
	h_5																		
h_4																			
h_3																			
h_2																			
h_1																			
	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	Номер отсчёта S_i													

Покажем, что именно то обстоятельство, что период следования отсчетов t_0 многократно меньше длительности идеально прямоугольного зондирующего радиоимпульса, позволяет

при работе с импульсом длительностью $T_{\text{и}}$ и для *нелинейного* профиля мощности $P(h)$ получать высотное разрешение лучшее, чем $cT_{\text{и}}/2$. Для этого поступающие в канал отсчеты синхронизируются с отсчетами в корреляционном канале и выбираются с кратным шагом: $m = 2, 3, 4, \dots$. При таком техническом решении можно улучшить высотное разрешение без ухудшения соотношения сигнал/шум.

Рассмотрим, как происходит рассеяние радиоимпульса на пространственных неоднородностях плотности электронов, полагая для простоты рассуждений, что в широкополосном канале соблюдается кратность, равная $m = 4$, т.е. что $T_{\text{и}} = 4t_0$. На рисунке иллюстрируется эффект продвижения такого зонда в ионосфере.

Можно видеть, что каждому отсчету соответствует положение зонда на конкретном интервале высот. При достаточно широкой полосе пропускания РПрУ квадрат S_i каждого принятого сигнала соответствует оценке мощности сигнала НР от всего интервала протяженностью $cT_{\text{и}}/2$. На рисунке это отображено сменой положения затемненных фрагментов по высоте.

Последовательность отсчетов S_i отражает процесс высотного перемещения зондирующего сигнала. Каждый последующий отсчет фиксирует смещение зонда по высоте на интервал $\Delta h = h_{i+1} - h_i = ct_0/2$. Этот факт дает основание считать, что в широкополосном канале сигналы поступают от условно выделенных высотных элементов, имеющих размеры Δh порядка десятки километров. Это существенно больше дебаевского радиуса, поэтому рассеянный на них сигнал в силу специфики некогерентного рассеяния можно представить как суперпозицию статистически независимых составляющих.

Вследствие того, что мощность, фиксируемая при приеме, равна сумме мощностей P_i от каждого высотного элемента, то это означает, что каждый из элементов S_i можно выразить в виде $S_i = P_i + P_{i+1} + P_{i+2} + P_{i+3}$.

Используя такое представление для случая, изображенного на рисунке, составим систему уравнений в следующей конфигурации:

$$\begin{cases} P_7 + P_6 + P_5 + P_4 = S_4, \\ P_6 + P_5 + P_4 + P_3 = S_3, \\ P_5 + P_4 + P_3 + P_2 = S_2, \\ P_4 + P_3 + P_2 + P_1 = S_1. \end{cases} \quad (1)$$

В этой системе каждое P_i есть значение функции $P(h_i)$, которая на выделенном интервале, задаваемом двойной длительностью зондирующего радиоимпульса, уже может описать нелинейный закон высотного распределения мощности сигнала рассеяния.

Полагаем, что на любом достаточно коротком интервале эту функцию можно представить в виде полинома. Как показывает практика ионосферных измерений [8], на интервале порядка 100 км высотное распределение мощности вполне удовлетворительно описывается полиномом третьей степени

$$P(h) = a_0 + a_1h + a_2h^2 + a_3h^3. \quad (2)$$

Так как полоса пропускания согласована с длительностью условно выделенных элементов, то значения P_i связаны между собой только функциональной зависимостью $P(h)$. В ней значения h_i известны для всех высотных интервалов, а значит, после подстановки получаем систему линейных уравнений [9] относительно неизвестных a_0, a_1, a_2 и a_3 в виде (3).

Привлекая стандартные методы решения подобных систем, рассчитываем все ее неизвестные, а затем с помощью полинома (2) вычисляем профиль $P(h)$ на заданном отрезке высотной шкалы.

$$\left\{ \begin{array}{l} 4a_0 + a_1 \sum_4^7 h_i + a_2 \sum_4^7 h_i^2 + a_3 \sum_4^7 h_i^3 = S_4, \\ 4a_0 + a_1 \sum_3^6 h_i + a_2 \sum_3^6 h_i^2 + a_3 \sum_3^6 h_i^3 = S_3, \\ 4a_0 + a_1 \sum_2^5 h_i + a_2 \sum_2^5 h_i^2 + a_3 \sum_2^5 h_i^3 = S_2, \\ 4a_0 + a_1 \sum_1^4 h_i + a_2 \sum_1^4 h_i^2 + a_3 \sum_1^4 h_i^3 = S_1. \end{array} \right. \quad (3)$$

Отметим еще два аспекта. При цифровом представлении сигнала дополнительные возможности по привлечению цифровых методов фильтрации позволяют и в корреляционном канале на каждом высотном интервале добиваться максимально возможного соотношения сигнал/шум. Это существенно повышает качество ионосферных измерений, особенно если учесть, что ширина спектра рассеяния меняется в зависимости от ионного состава. Она монотонно увеличивается с высотой: примерно в четыре раза вдоль интервала 100 – 1000 км. Применяв цифровую фильтрацию, на фоне уменьшающейся концентрации электронов можно поднять высотный диапазон ионосферных исследований, отодвинув тот момент, когда соотношение сигнал/шум по мощности снизится до значений меньше 0,1. Кроме того, результаты решения системы (3) позволяют корректировать те измерительные преобразования, которые возникают как следствие импульсного зондирования и существенно затрудняют интерпретацию измеренной АКФ сигнала НР.

Выводы

Разработанный вариант цифровой обработки сигнала при зондировании ионосферы методом НР дает возможность ввести в обработку полиномы, описывающие распределение мощности в пределах рассеивающего объема. Это представляет возможность при интерпретации АКФ учитывать те измерительные преобразования, которые являются следствием использования радиоимпульсов длительностью $T_{\text{и}} \cong \tau_k$. Расчет и использование функции $P(h)$ позволяют получить разрешение Δh не хуже 25 – 35 км, к тому же по отношению ко всему исследуемому интервалу высот она может быть представлена совокупностью согласованных по высоте полиномов, каждый из которых привязан к конкретной высотной области.

Список литературы: 1. Рогожкин, Е.В., Мазманишвили, А.С. Зондирующие сигналы для исследования ионосферы методом НР 1. Структурные особенности // Вестн. Харьк. гос. политехн. ун-та. – 1999. – Вып. 31. – С. 54–60. 2. Рогожкин, Е.В., Пуляев, В.А., Лысенко, В.Н. Зондирующие сигналы для исследования ионосферы методом НР. – Харьков : НТУ “ХПИ”, 2008. – 256 с. 3. Zamlutti, C.J., Farley, D.T. Incoherent scatter multiple-pulse measurements // Radio Sci. – 1969. – v. 4, No 10. – p. 935–953. 4. Пуляев, В.О., Рогожкин, Э.В., Богомаз, О.В. Обчислювальні процедури при аналізі НР в іоносферній плазмі : монографія. – Х. : НТУ «ХП», 2014. – 272 с. 5. Рогожкин, Е.В. Измерение параметров ионосферной плазмы по АКФ сигнала НР // Ионосферные исследования. № 27. – М. : Высш. шк., 1979. – С. 46–59. 6. Белозеров, Д.П., Пуляев, В.А., Рогожкин, Е.В. Использование имитаторов для отладки алгоритмического обеспечения радиолокаторов НР // Радиоэлектроника и информатика. – Харьков : ХНУРЕ, 2009. – №27. 7. Вудворд, Ф.М. Теория вероятностей и теория информации с применением в радиолокации ; пер. с англ. ; под ред. Г.С. Горелика. – М. : Сов. Радио, 1995. – 312 с. 8. Evans, J.V., Loewental, M. Ionospheric backscatter observations // Planet. Spase Sci. – 1964. – V.12. – P. 915–944. 9. Пуляев, В.О., Рогожкин, С.В. Спосіб відновлення висотного профілю потужності сигналу НР // Патент України на корисну модель № 112018. 2016. Бюл. № 22.

Институт ионосферы НАН Украины и МОН Украины

Поступила в редколлегию 09.10.2016

АНАЛИЗ ТРЕБОВАНИЙ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ К ВИДАМ И ХАРАКТЕРИСТИКАМ ИНФОРМАЦИИ, ПОЛУЧАЕМОЙ ОТ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА

Введение

Состояние атмосферы существенно влияет на работу многих хозяйственных отраслей. Процессы и явления, протекающие в атмосфере, могут иметь большие пространственные размеры и могут протекать как медленно, так и очень быстро, иногда это выражается во взрывном характере их протекания. Информация о таких процессах необходима в реальном масштабе времени. Это требование выполнимо только при использовании технологии оперативного радиолокационного мониторинга. Возникает потребность в создании метеорологической радиолокационной системы мониторинга. Но чтобы ее создать, следует выяснить требования, которые необходимо предъявить к создаваемой системе мониторинга. А эти требования к системе мониторинга можно, в свою очередь, сформулировать только на основе анализа требований потребителей, предъявляемых к видам и характеристикам информации гидрометеорологического характера, получаемой от радиолокационной метеорологической системы. Результаты решения упомянутой задачи анализа и отражены в данной статье.

Актуальность

Во многих странах необходимость оперативного получения гидрометеорологической информации породила радиолокационные сети для наблюдения за состоянием атмосферы. Практическое использование информации этих сетей значительно повысило качество прогнозирования состояния атмосферы оперативными подразделениями службы погоды [1]. В основу их функционирования в разных странах положены различные приоритеты, позволяющие соответствующим службам получать необходимую информацию для прогнозирования с целью предотвращения гибели людей и материальных потерь. В Украине подобная сеть отсутствует [2]. Поэтому прогностические центры не обеспечиваются радиолокационной информацией о состоянии всей толщи тропосферы в необходимом количестве и с требуемым качеством. По этой причине для построения метеорологической радиолокационной системы мониторинга следует проанализировать требования потребителей к видам и характеристикам информации, которая должна быть получена от этой системы. Таким образом, решение подобной аналитической задачи для Украины является актуальным и в научном отношении отличается новизной.

Объект и предмет исследования

Объектом исследования является информация, получаемая потребителями от гидрометеорологической радиолокационной системы мониторинга. Предметом исследования являются виды, свойства и характеристики этой информации.

Цель исследования

Цель исследования – анализ существующих специфических свойств и требований к характеристикам гидрометеорологической радиолокационной информации, изложенных в руководящих документах по прогнозированию, и основных требований научно-методических и оперативных подразделений Госгидромета Украины к этому виду гидрометеорологической информации.

Методы исследования

В части исследований использовался метод исследования теоретического уровня в виде анализа существующих специфических свойств и требований к характеристикам гидрометеорологической радиолокационной информации, заключенных в нормативных документах и обязанностях прогнозистов разных направлений гидрометеорологии и разного уровня прогнозирования. Также применялся метод исследования эмпирического уровня в виде опроса специалистов научно-методических и оперативных подразделений Госгидромета Украины.

Результаты исследования и их анализ

Анализ существующих специфических свойств и требований к характеристикам гидрометеорологической радиолокационной информации:

- *Требования синоптика-прогнозиста гидрометеорологического центра, авиационной метеорологической станции гражданской.*

На основе использования информации метеорологических радиолокаторов уточняется местоположение и перемещения мезомасштабных облачных образований, влияющих на условия полета воздушных судов, что позволяет авиационному синоптику более успешно выделить районы образования опасных для авиации явлений, в том числе гроз, града, шквалов [3].

Метеорологическая радиолокационная станция позволяет в любое время суток и при любых погодных условиях получить информацию об облаках, явлениях погоды на площади в 1,5 – 2 раза большей, чем при визуальных наблюдениях. Эта информация незаменима ночью и при сплошной низкой облачности.

Метеорологический радиолокатор должен обеспечить получение следующей метеорологической информации:

- местоположение и размеры зон облачности и осадков;
- формы облачности и явления погоды, в том числе такие опасные для авиации как ливни, грозы, град;
- скорость и направление перемещения облачных систем;
- значения высот верхней границы радиоэха всех обнаруживаемых облаков, нижней границы радиоэха облаков верхнего и среднего яруса, а также межоблачных прослоек;
- оценка высоты „яркой полосы”, указывающей на расположение слоя таяния и, соответственно, высоту нулевой изотермы в слоисто-дождевой облачности;
- интенсивность выпадающих осадков и накопленный слой осадков за выбранный интервал времени;
- распределение радиальной доплеровской скорости и ширины спектра, которые позволяют оценить сдвиги ветра, степень турбулентности, осредненный вертикальный профиль горизонтального ветра, осредненное распределение горизонтального ветра в зоне обзора на различных высотах;
- поляризационные характеристики облачности и осадков позволяют оценить тип гидрометеоров, провести фильтрацию помех и отражений от „местников”, уточнить измерения интенсивности выпадающих осадков;
- радиолокационные наблюдения с высоким темпом обновления информации позволяют отслеживать эволюцию облачности и фиксировать процессы „взрывной конвекции”, когда за единицы минут происходит развитие грозовой облачности на больших территориях. Позволяют также с большой степенью достоверности обнаруживать и прогнозировать развитие таких опасных явлений погоды как гроза, град, ливень и идентифицировать следующие явления: зоны сильного ветра, торнадо, фронты порывистости, области сдвига ветра, зоны повышенной турбулентности, микропорывы;
- зоны переохлажденной воды, несущие в себе опасность обледенения попавших в них летательных аппаратов;

– скопления птиц и насекомых, также опасные для авиации, идентифицируются по большому (более 10 дБ) значению дифференциальной отражаемости;

– облака радиоактивного аэрозоля.

Поле ветра восстанавливается в слоях толщиной 1 км, расположенных на выбираемой оператором высоте. Для обеспечения безопасности полетов авиации требуется знать распределение вектора скорости ветра с точностью 1 м/с в слое толщиной до 500 м с разрешением 30 м.

Одним из основных условий возникновения грозы является достижение конвективными облаками уровня температур $-20...-25^{\circ}\text{C}$. При перемещении с севера на юг увеличиваются высоты верхней границы ($H_{\text{ВГО}}$) конвективной облачности и возрастают значения $H_{\text{ВГО}}$ и отражаемости Z при грозах. Так, при перемещении от широты 59°с.ш. к 45°с.ш. средняя высота $H_{\text{ВГО}}$ при грозах возрастает от 7,8 до 9,3 км.

Для распознавания опасных явлений применяют однозначные и комплексные критерии [4, 5]. К однозначным критериям относится величина отражаемости в мощных конвективных облаках с явлением на высоте изотерм 0 и -22°C ($\lg Z_2$ и $\lg Z_3$ соответственно), которая определяет связь отражаемости облака с количеством осадков и восходящими потоками в облаке. В пределах некоторого интервала значений можно с определенной степенью уверенности говорить о наличии того или иного явления. Превышение значения $\lg Z$ над установленным пороговым критерием свидетельствует о том, что отмечается другое явление, обладающее большей интенсивностью. Если же $\lg Z$ не достигает установленного критерия, то отмечается явление меньшей интенсивности.

Другим однозначным критерием служит максимальная высота радиоэха явления H_{max} . В ходе своего развития конвективное облако достигает стадии, при которой начинается оледенение его вершины. С этого момента создаются условия для начала интенсивного разделения электрических зарядов и превращения облака в мощное конвективное облако. Так, возникновение гроз и града происходит после превышения радиоэхом мощного конвективного облака уровня изотермы -22°C . При этом интенсивность явления зависит от мощности ΔH переохлажденной части облака ($\Delta H = H_{\text{max}} - H_{-22^{\circ}\text{C}}$).

Считается, что развитие облаков по вертикали происходит до уровня тропопаузы, которая, в силу своих характеристик, является задерживающим слоем для водяного пара. Однако в летний период иногда наблюдаются вертикальные движения воздуха такой интенсивности, что происходит „пробивание” тропопаузы и вынос водяного пара за ее границы $\Delta H_{\text{троп}}$. Поэтому превышение облаком уровня тропопаузы ($\Delta H_{\text{троп}} = H_{\text{max}} - H_{\text{троп}}$) также может служить критерием распознавания кучево-дождевых облаков.

Наличие положительной энергии неустойчивости [6] является характеристикой состояния атмосферы, указывающей на возможность развития „глубокой” (интенсивной, мощной) конвекции, а также интенсивных восходящих конвективных потоков, вертикального переноса насыщенной массы воздуха, конденсации водяных паров, образования зон аккумуляции осадков. Использование радиолокационных данных позволяет обнаруживать без расчета модели конвекции кучево-дождевые облака, с которыми связано возникновение опасных конвективных явлений.

Из исследований [7] по использованию данных метеорологических радаров известно, что существует связь между количественными характеристиками конвективной неустойчивости и радиолокационными параметрами облака. Установлено, что наиболее тесно с характеристиками неустойчивости атмосферы связаны такие радиолокационные параметры, как H_m (высота верхней границы радиоэха кучево-дождевых облаков, км) и максимальная радиолокационная отражаемость радиолокатора $\lg Z_m$.

Согласно [8] максимальная конвективная скорость $W_{\text{МПЛ}}$ (м/с) может быть оценена по данным радиолокатора с использованием произведения H_m и $\lg Z_m$:

$$W_{\text{МПЛ}} = 0,38 \cdot H_m \cdot \lg Z_m + 3,52.$$

Она достигает значений 25 м/с и более и должна определяться с точностью 1 м/с.

В соответствии с [9], вероятность определения погоды с градом по данным метеорологических радаров составляет всего 54 % и совпадает с вероятностью определения ее по данным средней плотности сети с учетом всех метеорологических станций и постов. Столь низкую вероятность определения погоды с градом по данным метеорологических радаров можно объяснить двумя причинами: а) град плохо обнаруживается сетью станций наблюдений, б) радиолокационный метод позволяет определять град только в облаке.

Ливневые осадки интерпретируются по высоте $H_{ВГО}$ и значениям радиолокационной отражаемости на двух уровнях – Z_1 (уровень 0,6 – 1 км) и Z_2 (2 – 4 км).

Согласно [5], для определенного типа облачности характерны определенные значения отражаемости, измеренные метеорологическими радаром. Интенсивность ливневых осадков определяется, если значения отражаемости характеризуют кучево-дождевые облака, а не вершины кучевых облаков всех типов, высокослоистых и слоисто-дождевых облаков. Известны [10] методы расчета интенсивности ливневых осадков по данным метеорологических радаров. По данным наблюдений об интенсивности и количестве осадков по пьювиографу и мощности облаков по данным метеорологических радаров установлена эмпирическая формула для средней интенсивности осадков, выпадающих из фронтальных облачных систем I (мм/мин): $I = 0,00043 W_m^2$.

Обложные осадки интерпретируются по радиолокационной отражаемости на уровне Z_1 .

Внутримассовые грозы, к которым относят и грозы на слабовыраженных вторичных фронтах и линиях конвергенции, возникают над районами с резко меняющимися термическими характеристиками и заметным колебанием шероховатости подстилающей поверхности (на берегах рек, озер, водохранилищ, границы городской застройки).

Карта интенсивности осадков является важным прогностическим продуктом. Интенсивность осадков (R , мм/ч), т.е. слой воды, падающий на единичную площадку в единицу времени, зависит от концентрации и спектра размеров капель и скорости их падения относительно Земли. Интенсивность осадков определяется согласно известному соотношению Маршалла и Пальмера [5]: $Z=A \cdot R^b$, где Z – отражаемость, $\text{мм}^6/\text{м}^3$; R – интенсивность, мм/ч. Значения параметров A и b могут сильно изменяться не только в зависимости от типа дождей и географических условий, но даже в пределах одного типа дождей.

В авиационной метеорологии приняты несколько иные критерии осадков: сильный дождь – $R > 4$ мм/ч, сильный ливень – $R > 10$ мм/ч [11]. Сильные осадки являются фактором риска для авиации. Ливневые дожди интенсивностью не менее 30 мм/ч, смешанные осадки не менее 50 мм, выпавшие не более чем за 12 часов, а также снег не менее 20 мм, выпавший не более чем за 12 часов, относятся к стихийным гидрометеорологическим явлениям.

Поскольку радиолокационная отражаемость Z_1 для расчета интенсивностей и сумм осадков измеряется на высоте 600 м над уровнем установки метеорологической радиолокационной станции, понятно, что достоверно осадки измеряются в радиусе до 100 км. За пределами 100 км измеренная отражаемость Z_1 может характеризовать как осадки, так и облачность. Учитывая непрерывность полей облачности, с большой долей вероятности можно предположить наличие осадков и за пределами 100 км, если туда простирается радиоэхо облачности, в которой осадки наблюдались до 100 км.

В холодный период года верхняя граница облачности существенно ниже, чем в теплый период года. Поэтому, если в теплый период радиоэхо далее 100 км может быть как облачностью, так и осадками, то в холодный период радиоэхо низкой облачности далее 100 км вообще зачастую не обнаруживается.

Для идентификации шквалов [12] используются два параметра: отражаемость на уровне N_3 и разность высот верхней границы облачности и уровня тропопаузы – ΔH . Для определения интенсивности шквалов (слабый, умеренный, сильный), связанных с мощной конвективной облачностью, используются два параметра: Z_3 – значение отражаемости на специальном высотном уровне, высота которого превышает нулевую изотерму на 2,0 – 2,5 км и ΔH – пре-

вышение верхней границей мощной конвективной облачности уровня тропопаузы.

Для идентификации смерчей [12] используются значения Z_3 и Z_{\max} (максимальной отражаемости в слое выше 1 км) и ΔH (превышения верхней границей мощной конвективной облачности уровня тропопаузы).

- *Требования гидролога.*

Необходима информация о стихийных осадках, которые могут привести к повышению уровня воды в малых горных реках.

- *Требования агрометеоролога.*

Необходима информация о продолжительных сильных осадках (заиливание почвы), градобитии, сильном ветре во время дождя в летнее время года (залегание посевов), смерчах, шквалах.

- *Требования для предоставления данных в региональную модель WRF (Weather Research and Forecasting) [13].*

Эта модель выступает эффективным инструментом решения многих задач физики атмосферы: мониторинга загрязнения атмосферы, изучения климата, моделирования разнообразных мезомасштабных явлений (в частности, бризов, конвективных и других явлений). Модель основана на численном решении системы уравнений гидротермодинамики атмосферы с учетом процессов в верхнем слое суши или воды. С помощью модели можно получить прогностические поля следующих метеорологических величин:

- приземного давления и геопотенциала основных изобарических поверхностях,
- температуры и влажности воздуха, скорости ветра у поверхности Земли и на основных изобарических поверхностях 925, 850, 700, 500, 400, 300, 250 и 200 гПа.

Микрофизика включает в себя такие процессы, как водяной пар, облака, осадки. В модели можно использовать восемь различных схем микрофизических процессов. От простых процессов, в которых учитывается только жидкая фаза – вода. До самых сложных, учитывающих все имеющиеся в природе виды гидрометеоров и их взаимодействия.

Параметризация облачности позволяет прогнозировать свойства как восходящих, так и нисходящих потоков, учитывать процессы перемешивания воздуха в облаках и в окружающей среде, моделировать разгрузку облаков и осадков, оценивать продуктивность осадков, позволяют оценивать процессы развития, как сплошной облачности, так и отдельных облаков.

Для справки в таблице приведены основные изобарические поверхности и соответствующие им высоты [14]. Изобарическая поверхность, для которой в оперативной практике составляются карты барической топографии, используется для графического представления и анализа атмосферных условий.

№ п/п	Изобарическая поверхность, гПа	Высота, м	№ п/п	Изобарическая поверхность, гПа	Высота, м
1	1000	приземная	8	250	10000
2	925	400–800	9	200	12000
3	850	1500	10	150	14000
4	700	3000	11	100	16000
5	500	5500	12	50	20000
6	400	7000	13	25	24000
7	300	9000	14	10	31000

- *Для прогноза зон возможного обледенения воздушных судов.*

Обледенение воздушных судов может наблюдаться при необходимом условии, состоящем в наличии переохлажденных облачных капель в нужном количестве. Но это условие не является достаточным. Чувствительность различных типов самолетов и вертолетов к обледенению неодинакова. Она зависит как от характеристик облака, так и от скорости полета и аэродинамических характеристик воздушного судна [3, 11]. Поэтому прогнозируется лишь

„возможное” облечение в слоях, где выполняется его необходимое условие. Такой прогноз должен слагаться, в идеале, из прогноза наличия облаков, их водности, температуры, а также фазового состояния облачных элементов.

Данные в этом случае группируются по квадратам широтно-долготной сетки размером $1,25 \times 1,25$ градуса и по высоте в окрестностях стандартных изобарических поверхностей 925, 850, 700 и 500 гПа. Окрестностями полагаются слои 300 – 3000, 3000 – 7000, 7000 – 14000 и 14000 – 21000 футов соответственно.

Прогноз зон возможного облечения самолетов представляет собой диагноз указанных зон по прогностическим полям температуры, $T^{\circ}\text{C}$, и относительной влажности, RH %, на изобарических поверхностях 500, 700, 850, 925 (900) гПа в узлах модельной сетки.

Основные требования научно-методических и оперативных подразделений Госгидромета Украины к характеристикам гидрометеорологической радиолокационной информации.

С целью определить требования потребителей к характеристикам гидрометеорологической радиолокационной информации в течение 2015 – 2016 годов (25 декабря 2015 г., 4 апреля и 13 июня 2016 г.) были проведены совещания в Украинском гидрометеорологическом центре и Гидрометеорологическом центре Черного и Азовского морей [15 – 17]. Кроме указанных организаций в состав участников входили: Украинский гидрометеорологический институт, Центральная геофизическая обсерватория, Государственная служба по чрезвычайным ситуациям Украины, Гидрометеорологическая служба Вооруженных Сил Украины, Гидрометеорологический центр Вооруженных Сил Украины, Государственное предприятие Укравиметеоцентр, Одесский государственный экологический университет.

В результате проведенных совещаний были приняты следующие решения:

1. Считать перспективным и необходимым создание радиолокационного поля над всей территорией страны.

2. Целью создания, в составе государственной системы наблюдений, радиолокационной системы мониторинга, считать формирование в соответствии с предложенной методикой единого радиолокационного поля над территорией Украины. Оно создается за счет объединения информации от отдельных радиолокационных станций. При этом получается информация об облачности, атмосферных осадках и связанных с ними явлениях погоды, круглосуточно в режиме реального времени для геофизического мониторинга окружающей среды, метеорологического обеспечения воздушной и морской навигации, штормового оповещения, а также в интересах широкого круга потребителей в различных отраслях экономики и государственного управления.

3. Предусмотреть использование метеорологической информации радиолокационной системы мониторинга в оперативных подразделениях, в прогностических центрах, в специализированных авиационных подразделениях гидрометслужбы; в службах активных воздействий на атмосферные процессы; в органах государственного и муниципального управления; в государственных и частных предприятиях различных отраслей экономики; в обмене с государствами-партнерами в рамках сотрудничества.

4. Полагать разработанную в Одесском государственном экологическом университете методологию создания радиолокационной системы мониторинга окружающей среды отвечающей современным научным взглядам на создание больших систем.

5. Проведенные в Одесском государственном экологическом университете исследования показали, что разработанная методика является реальной, воспроизводимой, соответствующей целям и задачам, обоснованной и результативной.

На основании проведенных во время совещаний экспертных опросов считать необходимым при построении радиолокационной системы мониторинга окружающей среды учесть следующие обобщенные требования указанных выше потребителей к качеству получаемой информации:

1. К полноте – получать информацию обо всех явлениях и процессах, которые подлежат радиолокационному мониторингу, во всей толще атмосферы, а именно: осадки теплого и холодного периода года, грозы, град, ветер и связанные с ним явления, сильный туман, процессы вертикального развития. Причем туман и местные ветры нужно отслеживать в прибрежной зоне и возле аэродромов. В приаэродромных зонах также нужно отслеживать вертикальные сдвиги ветра.

2. К пространственной разрешающей способности – в горизонтальной плоскости разрешающая способность должна быть 1 – 2 (0,5 – 2) километра, в вертикальной плоскости – 0,5 (1) километра.

3. К погрешности измерений – погрешности должны быть такими, чтобы существенно не влиять на вторичную обработку радиолокационной информации, а именно, на процедуры распознавания объектов и явлений в атмосфере.

4. К периодичности измерений – получать информацию в синоптические сроки (8-срочную) при малом возмущении атмосферы. При наличии быстротекущих процессов в атмосфере период получения информации должен уменьшаться до значений, которые позволят не пропустить важное явление или процесс. При наличии взрывных метеорологических процессов и явлений наблюдения за ними должны осуществляться в реальном времени или близком к реальному времени.

5. К высотному диапазону – верхняя граница получения радиолокационной информации должна составлять 20 – 30 километров, нижняя граница получения радиолокационной информации должна составлять 0,5 – 1 километра, при мониторинге туманов нижняя граница – 50 метров.

6. К оперативности – после проведения каждого цикла обора зоны наблюдения информация должна передаваться в центр анализа и прогнозирования. При наличии взрывных атмосферных процессов информация передается в режиме реального времени.

7. К надежности – методическая надежность информации должна обеспечиваться постоянным контролем параметров метеорологической радиолокационной станции для реализации возможности воспроизведения результатов измерений в аналогичных условиях. Техническая надежность должна обеспечиваться соответствующим построением радиолокационного поля системы и метеорологического радиолокатора. В практическом плане целесообразно иметь два варианта построения системы – более дешевого, без существенного перекрытия зон наблюдения радиолокационных станций и, следовательно, с несколько меньшей надежностью информационного обеспечения и более дорогого, с перекрытием зон наблюдения радиолокационных станций и с высокой надежностью информационного обеспечения.

8. К качеству информации – основные виды информации нужно предоставлять в соответствии с идеальными требованиями Всемирной метеорологической организации. Не основные виды информации, или основные виды, реализация идеальных требований к которым приведет к значительному повышению стоимости метеорологического радара, предоставляются в соответствии с минимальными требованиями, то есть такими, при ухудшении которых измерения не имеют практической ценности для решаемого круга задач. Другие виды информации должны удовлетворять, как минимум, промежуточным требованиям.

9. К безопасности радиолокационной системы – радиолокационные станции должны быть с характеристиками, которые позволят устанавливать их вблизи городов и поселков, или в городах и поселках на мачтах или вышках.

10. К энергетической экономичности – информация от радиолокационных станций должна получаться с минимальными энергетическими затратами.

11. К непрерывности выдачи информации – информация должна предоставляться при наличии опасных явлений и процессов без какой-либо задержки, непрерывно, за счет высокой технической надежности радиолокационных станций и системы в целом.

Явных приоритетов к какому-либо виду или характеристикам информации специалистами, участвующими в опросе, высказано не было. Приведенные выше соображения были

получены на основе обобщения высказываний специалистов метеорологов-синоптиков, гидрологов, агрометеорологов, аэрологов, радиометеорологов, авиаметеорологов.

Выводы

Таким образом, представленные исследования требований потребителей к видам и характеристикам информации, желательной к получению от метеорологической радиолокационной системы мониторинга, и проведенные исследования по радиометеорологическому районированию территории Украины для целей гидрометеорологического радиолокационного мониторинга [18] позволяют в дальнейшем предъявить требования к построению единого радиолокационного поля над территорией Украины.

Список литературы: 1. *Huuskonen, A.* The operational weather radar network in Europe / A. Huuskonen, E. Saltikoff, I. Holleman // American meteorological society. – 2014. – P. 897–907. – Режим доступа: <http://journals.ametsoc.org/doi/pdf/10.1175/BAMS-D-12-00216.1>. 2. *Поступление данных от метеолокаторов РОСГИДРОМЕТА, Украины и Белоруссии.* Список локаторов. – Режим доступа: <http://orm.mipt.ru:8000/radars>. 3. *Руководство по прогнозированию метеорологических условий для авиации*; под ред. К.Г. Абрамович, А.А. Васильева. – Л.: Гидрометеиздат, 1985. – 308 с. 4. *Алексеева, А.А.* Диагноз и прогноз интенсивной конвекции и связанных с ней опасных конвективных явлений / А.А. Алексеева, Н.И. Глушкова // Тр. Гидрометцентра России. – 1993. – Вып. 326. – С. 68–72. 5. *Временные методические указания по использованию информации доплеровского метеорологического радиолокатора ДМРЛ-С в синоптической практике.* – М.: Росгидромет, 2014. – 110 с. 6. *Мэйсон, Б. Дж.* Физика облаков. – Л.: Гидрометеиздат, 1961. – 542 с. 7. *Глушкова, Н.И.* Прогноз града и размеров градин по радиолокационным данным / Н.И. Глушкова, А.А. Алексеева // Тр. Гидрометцентра СССР. – 1989. – Вып. 299. – С. 16–22. 8. *Алексеева, А.А.* Оценка максимальной скорости конвективного потока, характеристик ливневых осадков и града по радиолокационной информации / А.А. Алексеева, Б.Е. Песков // Тр. Гидрометеорологического научно-исследовательского центра Российской Федерации. – 2016 – Вып. 360. – С.135–148. 9. *Лапчева, В.Ф.* О методике оценки прогнозов конвективных явлений / В.Ф. Лапчева // Тр. Гидрометцентра СССР. – 1980. – Вып. 220. – С. 99–110. 10. *Глушкова, Н.И.* Некоторые результаты исследования по усовершенствованию диагноза и прогноза осадков по данным МРЛ / Н.И. Глушкова // Тр. Гидрометцентра СССР. – 1980. – Вып. 220. – С. 77–83. 11. *Баранов, А.М., Солонин, С.В.* Авиационная метеорология: учебник; 2-е изд., перераб. и доп. – Л.: Гидрометеиздат, 1981. – 383 с. 12. *Руководство по краткосрочным прогнозам погоды.* Ч.1. – Л.: Гидрометеиздат, 1986. – 702 с. 13. *ARW Version 3 Modeling System User's Guide* // NCAR. July 2010. – Режим доступа: http://www.mmm.ucar.edu/wrf/users/docs/user_guide_v3. 14. *ГОСТ 4401-81.* Межгосударственный стандарт. Стандартная атмосфера. Параметры. – М.: Изд-во стандартов, 1981. – 181 с. 15. *Протокол Міжвідомчої наради в Українському гідрометеорологічному центрі „Про перспективи створення єдиного радіолокаційного поля над територією України з метою моніторингу навколишнього середовища”.* – Київ: УГМЦ. – 25.12.2015. 16. *Протокол Міжвідомчої наради в Українському гідрометеорологічному центрі „Про розробку системи метеорологічного радіолокаційного моніторингу причорноморського регіону України”.* – Київ: УГМЦ. – 04.04.2016. 17. *Протокол Службової наради в Гідрометеорологічному центрі Чорного та Азовського морів „Надання вимог Гідрометеорологічним центром Чорного та Азовського морів як споживачем до видів і просторово-часових характеристик інформації, яка одержується від метеорологічної радіолокаційної мережі”.* – Одеса: ГМЦ ЧАМ. – 13.06.2016. 18. *Удосконалення методів побудови систем одержання і обробки вимірювальної інформації з метою моніторингу навколишнього середовища: наук.-техн. звіт (номер держ. реєстрації 0113U000164) /* Одес. држ. еколог. ун-т; кер. Б.В. Перелигін. – Одеса, 2013–2015.

Одесский государственный
экологический университет

Поступила в редколлегию 17.10.2016

**ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ РАДИОМЕТЕОРНАЯ УСТАНОВКА
ДЛЯ МОНИТОРИНГА ДИНАМИКИ АТМОСФЕРЫ ЗЕМЛИ НА ВЫСОТАХ
80 – 105 КМ ПО СИГНАЛАМ ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ
НА БАЗЕ ТЕХНОЛОГИИ ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМОГО РАДИО**

Введение

Современные задачи исследования мезомасштабной структуры динамических процессов на высотах метеорной зоны атмосферы Земли (80 – 105 км) требуют наличия сети из радиометеорных наблюдательных пунктов с расстоянием между узлами в сотни километров [1]. Отчасти такие исследования могут быть выполнены по данным сети «пассивных» метеорных РЛС, использующих в качестве зондирующих присутствующие в эфире радиосигналы диапазона 30 – 100 МГц, например сигналы телевизионного вещания (СТВ) I – III радиоканалов [2 – 5] (номинальные значения частот несущих радиосигналов видеоизображения составляют 49,75; 59,25; 77,25 МГц). Отказ от собственного передающего устройства в этих системах позволяет значительно уменьшить себестоимость проведения радиометеорных исследований. Существенным преимуществом СТВ по сравнению с другими доступными радиосигналами является их большая энергия (мощность телевизионных передатчиков, ТВ РПУ, составляет десятки – сотни киловатт) и высокая стабильность частоты несущей, не меньше единиц герц на интервалах времени, равных среднестатистической длительности отраженных от метеорных следов сигналов (0,1 с) [3 – 5].

Для оценки среднечасовой скорости ветра, осредненной по всей толще метеорной зоны, каждый приемный пункт такой сети должен обеспечить:

1) обнаружение СТВ, отраженных от метеорных следов, в условиях реальной помеховой обстановки. Как было получено ранее в ходе экспериментальных исследований, уровень отраженных радиосигналов составляет единицы микровольт [3 – 5], полоса частот, в которой выполняется обнаружение: не менее 32 кГц относительно рабочих значений частот телевизионных радиопередатчиков, излучающих принимаемые сигналы (для идентификации отраженных СТВ необходимо, чтобы помимо сигнала несущей принималась также как минимум одна пара боковых гармоник строчных синхронизирующих импульсов (ССИ), имеющих частоту повторения 15,625 кГц);

2) анализ спектра отраженных радиосигналов на временных интервалах, равных их длительности (сотни миллисекунд – единицы секунд) и оценку доплеровского сдвига частоты (ДСЧ) несущей, вызванного дрейфом метеорного следа под действием ветровых движений нейтральных воздушных масс. Результаты предыдущих работ по моделированию и экспериментальному исследованию данного способа оценки скорости ветра показывают, что величины ДСЧ сигналов, отраженных от метеорных следов, составляют по модулю не более 100 Гц [3]. Также в данных работах показано, что для получения оценок амплитуд и фаз полусуточных приливных колебаний среднечасовой скорости ветра с погрешностью в 10 %, среднеквадратическое отклонение погрешности оценки ДСЧ должно составлять единицы герц (2 Гц) [4 – 6].

Как показывают полученные ранее экспериментальные результаты [3 – 5], помеховая обстановка, в условиях которой необходимо осуществлять прием и обработку отраженных сигналов, характеризуется:

1) наличием сигналов-помех, уровни которых на 40 – 60 дБ превышают уровни отраженных сигналов. При этом центральные частоты сигналов-помех отстоят от несущих отраженных сигналов менее чем на 1/3 октавы, их спектры часто имеют структуру, схожую со

спектром отраженного сигнала (например, в случае, когда в качестве помехи выступает сигнал станции радио- или телевизионного вещания соседнего радиоканала);

2) наличием импульсных широкополосных помех, длительность которых сравнима с временем существования метеорного следа, а уровень (в пределах полосы пропускания радиоприемного устройства, РПрУ) превосходит ожидаемые уровни отраженных сигналов;

3) прохождением СТВ от выбранного телевизионного радиопередатчика за счет механизмов дифракции вокруг сферической поверхности Земли и ионосферного рассеяния [7, 8] (далее «ионосферно-земные сигналы»). Уровень таких сигналов иногда сравним с уровнем сигналов, отраженных от метеорных следов.

Процесс распознавания и измерения параметров отраженных от метеорных следов сигналов (в том числе и оценку величины ДСЧ) удобно реализовать методами цифровой обработки. Исходными данными для такой обработки являются отсчеты принимаемого сигнала, полученные в результате его аналого-цифрового преобразования непосредственно на радиочастоте, либо после переноса спектра на промежуточную частоту РПрУ. Так, например, в [2 – 5] предлагается использовать РПрУ супергетеродинного типа с промежуточной частотой в 6,5 МГц.

Стоимость устройств накопления отсчетов принимаемых сигналов и их обработки определяется частотой дискретизации и разрядностью используемого аналого-цифрового преобразователя (АЦП). В связи с этим видится рациональным построение РПрУ по схеме программно-определяемого (SDR) приемника прямого преобразования с выделением реальной I и мнимой Q компонент комплексной огибающей принимаемого радиосигнала [9, 10]. Из-за того, что требуемая частота дискретизации сигналов I и Q компонент равна полосе радиосигнала (в данной задаче не менее 32 кГц) и не зависит от величины его несущей частоты, в качестве АЦП для I и Q компонент может быть использована звуковая карта (ЗК) типовой офисной ЭВМ. Благодаря этому задача аналого-цифрового преобразования и обработки принимаемых радиосигналов потенциально может быть решена средствами вычислительной техники общего применения, без привлечения специализированных дорогостоящих устройств оцифровки, работающих с частотами дискретизации в десятки–сотни мегагерц и имеющих стоимость в несколько тысяч долларов США.

Описание экспериментальной установки для радиометеорологического мониторинга динамики атмосферы Земли по сигналам телевизионного вещания

На рис. 1 приведена структурная схема экспериментальной установки, предназначенной для отработки технических решений, связанных с мониторингом динамики атмосферы Земли по СТВ. Данная установка представляет собой результат совершенствования аналогичного экспериментального оборудования [3 – 5] с целью минимизации его себестоимости.

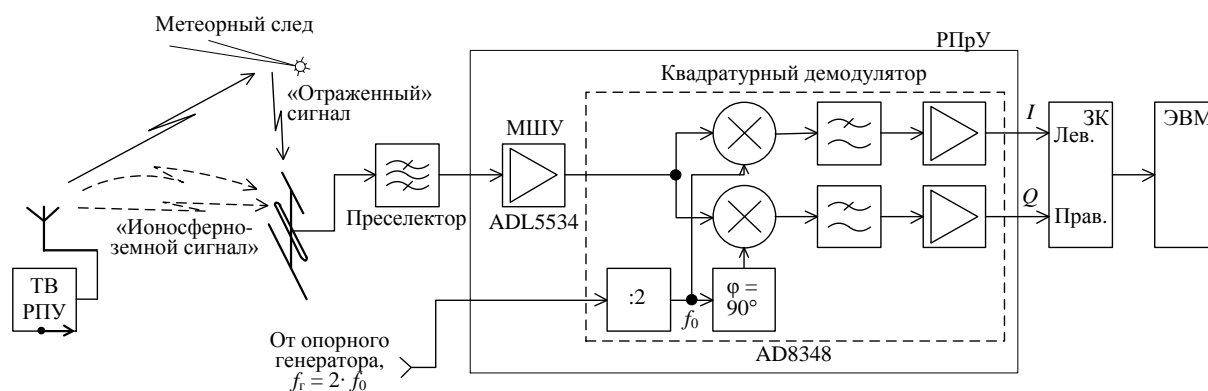


Рис. 1

Для защиты радиоприемного устройства от забития [11] мощными радиосигналами от окрестных радиостанций, работающих на соседних частотах, в качестве преселектора в

экспериментальной установке используется пятизвеневой полосовой фильтр на спиральных резонаторах [12]. Основные характеристики преселектора:

- частота настройки: 59,25 МГц;
- полоса пропускания: 0,4 МГц;
- полоса подавления: начиная с $\pm 2,75$ МГц относительно частоты настройки;
- ослабление в полосе подавления: не менее 60 дБ.

Радиоприемное устройство построено на базе интегрального малошумящего 20 дБ – усилителя ADL5534 [13] и квадратурного демодулятора AD8348 [14]. За счет применения малошумящего усилителя величина пороговой чувствительности установки (приведенная ко входу преселектора с сопротивлением 50 Ом) составляет -115 дБВ или -130 дБВ в полосе 100 кГц или 100 Гц соответственно.

Квадратурный демодулятор обеспечивает:

- выделение I и Q компонент комплексной огибающей принимаемого радиосигнала. Формирование квадратурных гетеродинных напряжений выполняется встроенными в интегральную микросхему средствами из сигнала от опорного генератора;

- усиление сигналов I и Q компонент на 40 дБ.

Вносимые демодулятором фазовые и амплитудные ошибки в выделенные I и Q компоненты принимаемого сигнала составляют $0,5^\circ$ и 0,25 дБ соответственно [14].

Сигналы I и Q с выхода РПрУ подаются через буферные усилители на левый и правый каналы звуковой карты Creative Labs SB0490. Звуковая карта обеспечивает:

- ограничение полосы сигналов I и Q компонент до 48 кГц;
- синхронное аналого-цифровое преобразование сигналов I и Q компонент с частотой дискретизации 96 кГц и разрядностью 24 бита;
- передачу отсчетов оцифрованных сигналов на ЭВМ для сохранения и дальнейшей обработки.

Погрешность оценки частоты спектральных компонент в радиочастотном спектре принимаемого сигнала определяется:

- 1) длительностью отраженного сигнала [15, 16];
- 2) величинами нестабильности генераторов гетеродинного напряжения установки и тактирования АЦП звуковой карты (частота тактирования АЦП используемой звуковой карты составляет 6 МГц) [16];
- 3) временем непрерывного накопления отсчетов «отраженного» радиосигнала или его длительностью [15, 16];
- 4) используемым алгоритмом получения спектра [17, 18];
- 5) соотношением сигнал/помеха [17, 18].

Для проведения испытаний установки, в целях минимизации материальных затрат на оборудование, в качестве источника сигнала гетеродинного напряжения использовался генератор сигналов высокочастотный Г4-107. Нестабильность данного генератора составляет $\pm 150 \cdot 10^{-6}$ на временном интервале в 15 мин (т. е. 9 кГц при настройке приемника на 60 МГц). Информация о нестабильности генератора на меньших временных интервалах отсутствует (в том числе на временном интервале в десятые доли секунды, что соответствует среднестатистической длительности сигнала, отраженного от метеорного следа). Однако, как будет показано в ходе экспериментальных исследований, величина этой нестабильности не препятствует выявлению ДСЧ отраженных сигналов.

Дрейф частот опорного генератора и тактирования АЦП ЗК, вызванный их нестабильностью на временных интервалах более десятых долей секунды, компенсировался за счет приема ионосферно-земных сигналов от используемых ТВ РПУ. Для этого ДСЧ сигнала, отраженного от метеорного следа, определялся как разность одновременно принимаемых компонент отраженного сигнала и ионосферно-земного сигнала.

Следует отметить, что в случае отсутствия возможности приема ионосферно-земных сигналов, значительно ужесточаются требования к источнику гетеродинного напряжения.

В этом случае его нестабильность должна быть не хуже 10^{-8} на временных интервалах более сотен миллисекунд, что позволит оценивать ДСЧ как разность между величиной несущей частоты отраженного сигнала и номинальной рабочей частотой ТВ РПУ – источника отраженного сигнала [4, 5].

При проведении испытаний экспериментальной установки частота опорного генератора (f_z) задавалась исходя из следующих соображений:

1) согласно техническим требованиям по использованию микросхемы AD8348 [14]:

$$f_z = 2 \cdot f_0,$$

где f_0 – величина центральной частоты принимаемого радиосигнала;

2) для обеспечения того чтобы в полосу частот, анализируемую установкой, попадали несущие и как минимум две боковые компоненты ССИ каждого используемого СТВ:

$$f_0 - (f_{0\text{ ТВ РПУ}} \pm f_{\text{ССИ}}) < f_{\text{сзк}},$$

где $f_{0\text{ ТВ РПУ}}$ – рабочая частота ТВ РПУ, сигнал которого используется в качестве зондирующего; $f_{\text{ССИ}}$ – частота строчных синхронизирующих импульсов (ССИ), $f_{\text{ССИ}} = 15625$ Гц;

3) для обеспечения того, чтобы ни одна из несущих частот сигналов не попадала после квадратурной демодуляции на постоянную составляющую, которая впоследствии фильтруется входными цепями звуковой карты:

$$f_0 \neq f_{0\text{ ТВ РПУ}},$$

отстройка величины f_0 от $f_{0\text{ ТВ РПУ}}$, должна составлять не менее 20 Гц.

Результаты испытаний экспериментальной установки

Испытания экспериментальной установки (рис. 1) были выполнены в период с октября по декабрь 2013 г.

Для наблюдения за радиометеорами выбран диапазон частот второго телевизионного радиоканала (номинальная величина несущей частоты сигнала видеоизображения $f_{0_II_ном} = 59,25$ МГц) [4, 5, 19]. Такой выбор обусловлен тем, что в г. Харьков и Харьковской области отсутствует телевизионное вещание на частотах II радиоканала. Этим исключается «забитие» отраженных от метеорных следов сигналов сигналами прямого прохождения с явно преобладающим уровнем (на 40 дБ и более). Ближайшие ТВ РПУ, вещающие в выбранном диапазоне частот и имеющие мощность $P_{изл}$ более 20 кВт, расположены в г. Старый Оскол ($f_{0_СтОск} = f_{0_II_ном} - 10,4$ кГц = 59,239583 МГц, $P_{изл} = 20$ кВт), г. Брянск, г. Борисоглебск ($f_{0_БрБо} = f_{0_II_ном} + 10,4$ кГц = 59,260417 МГц, $P_{изл} = 36$ и 40 кВт), г. Киев ($f_{0_К} = f_{0_II_ном}$, $P_{изл} = 340$ кВт). Перечисленные ТВ РПУ находятся на расстояниях 173, 380, 436, 414 км соответственно. Все перечисленные ТВ РПУ, за исключением ТВ РПУ в г. Борисоглебск, излучают сигнал горизонтальной поляризации. Поляризация сигнала ТВ РПУ г. Борисоглебск – вертикальная [20].

Расположение приемной антенны установки выбиралось так, чтобы:

1) был возможен прием сигналов, отраженных от метеорных следов в области над местом размещения антенны [2, 4, 5]. Для этого максимум диаграммы направленности антенны ориентировался вертикально вверх, Е-плоскость антенны располагалась так, чтобы она совпадала с поляризацией отраженных СТВ. Так, в частности, для проведения измерений, Е-плоскость антенны располагалась в меридиональной плоскости, поскольку наиболее вероятные источники зондирующего сигнала (ТВ РПУ г. Киев и г. Старый Оскол [19, 20]) имеют горизонтальную поляризацию и расположены на Западе и Северо-Востоке относительно места установки антенны;

2) был возможен прием ионосферно-земных сигналов от используемых ТВ РПУ. Для этого антенна располагалась так, чтобы свести к минимуму экранирующее влияние строений на распространение данного класса сигналов (на крыше девятиэтажного дома (50°01'N, 36°22'E г. Харьков), все остальные устройства, входящие в состав экспериментальной уста-

новки, размещались на седьмом этаже того же дома и соединялись с антенной фидерной линией длиной в 50 м).

В ходе испытаний использовалась приемная антенна типа III-элементный волновой канал. Частота настройки антенны: 59,25 МГц ($f_{0_II_ном}$), коэффициент усиления антенны: 6 дБ, ширина диаграммы направленности по уровню -3 дБ: 140° в Н-плоскости и 80° в Е-плоскости.

Накопление и обработка отсчетов принимаемых сигналов, полученных в ходе испытаний, выполнялись следующим образом:

1. Накопление отсчетов комплексной огибающей принимаемого радиосигнала фрагментами по 1-2 часа с помощью звукового редактора «Cool Edit Pro». Сохранение выполнялось в виде стерео файла формата Windows PCM (WAV). Частота дискретизации составляла 96 кГц, разрядность 16 бит, сигналы I и Q компонент комплексной огибающей принимаемого сигнала записывались в левый и правый каналы звукового файла соответственно;

2. Выявление по накопленным отсчетам комплексной огибающей компонент спектра, соответствующих несущим частотам ионосферно-земных сигналов от используемых ТВ РПУ;

3. Просмотр спектрограмм комплексной огибающей в узкой (1 кГц) полосе относительно выявленных несущих частот ионосферно-земных сигналов и обнаружение кратковременных «всплесков», которые могут соответствовать сигналам, отраженным от метеорных следов;

4. Анализ спектрограмм комплексной огибающей обнаруженных «всплесков» и их амплитудно-временных характеристик. Идентификация этих «всплесков» как СТВ, отраженных от метеорных следов, или же отнесение их к помехам.

Пункты 2 – 4 приведенного плана обработки выполнялись в пакете программ MatLAB R2009a.

На рис. 2 приведен типовой вид спектра комплексной огибающей принимаемого сигнала, построенный по сохраненным в WAV-файле отсчетам его I и Q компонент на временном окне в 10 с. За счет того, что длительность временного окна много более времени существования метеорного следа (0,1 с), приведенный рисунок позволяет оценить спектр сигнала, на фоне которого выполняется обнаружение СТВ, отраженных от метеорных следов. На данном рисунке штриховкой выделена полоса частот, в которой впоследствии были выявлены сигналы несущих частот отраженных СТВ.

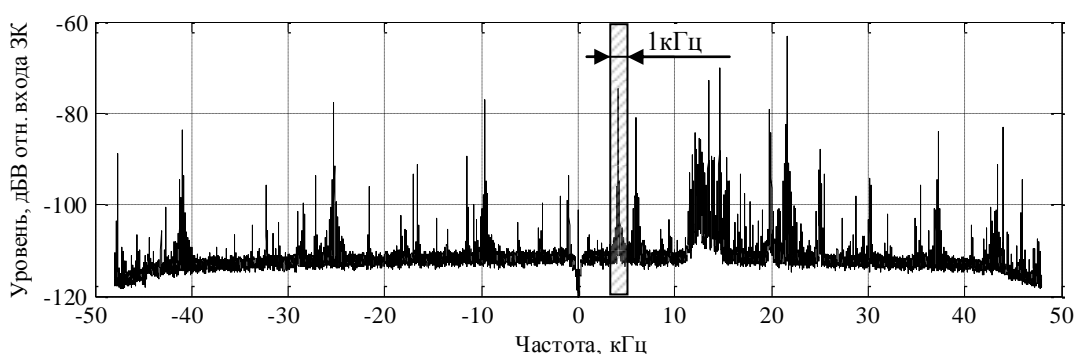


Рис. 2

Спектр сигнала, представленный на рис. 2, обнаруживает ряд максимумов, соответствующих:

- 1) несущим частотам ионосферно-земных сигналов от различных ТВ РПУ;
- 2) боковым компонентам этих сигналов, отстоящих от несущих на величины, кратные частотам кадровых и строчных синхронизирующих импульсов (КСИ и ССИ);
- 3) компонентам различных сигналов помех.

Из-за использования в установке в качестве источника гетеродинного напряжения генератора Г4-107 с низкими показателями нестабильности и погрешности установки частоты (см. предыдущий раздел), возникают сложности с выделением в получаемом спектре компонент, соответствующих несущим частотам ионосферно-земных сигналов от используемых ТВ РПУ. Абсолютные значения частоты каждой компоненты спектра могут быть определены только с погрешностью в единицы – десятки килогерц, чего недостаточно для идентификации максимума спектра как сигнала несущей исключительно по критерию равенства его частоты одной из номинальных величин рабочих частот ТВ РПУ, сигналы которых могут быть приняты антенной установки.

В связи с этим максимум в полученном спектре принимался за сигнал несущей радиосигнала видеоизображения СТВ только при выполнении ряда дополнительных условий:

- 1) данный максимум имеет боковые, отстоящие на 50 Гц (то есть является несущей радиосигнала, модулированного по амплитуде последовательностью КСИ);
- 2) данный максимум имеет максимальный уровень среди других максимумов с частотами:

$$f = f_i \pm n \cdot 15625 \text{ Гц},$$

где f_i – частота анализируемой компоненты спектра, Гц; n – целое число.

Последнее условие гарантирует, что выбранная компонента является сигналом несущей среди спектральных компонент радиосигнала, модулированного по амплитуде последовательностью ССИ.

Пример регистрации сигнала, который может быть идентифицирован как СТВ, отраженный от метеорного следа, показан на рис. 3, где: a , b – спектрограммы сигнала (контурная и трехмерная поверхности); v – амплитудно-временная характеристика сигнала (временная вариация модуля комплексной огибающей отраженного сигнала); z – спектральная диаграмма принимаемого сигнала до (внизу) и во время (вверху) существования отраженного сигнала. Для приведенных спектрограмм размер окна быстрого преобразования Фурье составлял 38400 отсчетов (длительность окна 0,4 с при частоте дискретизации 96 кГц), взаимное перекрытие соседних временных окон – 75 %. На спектрограммах видна несущая ионосферно-земного сигнала (непрерывная вертикальная линия максимума спектра) и короткий, не более секунды, «всплеск», состоящий из несущей и боковых компонент КСИ отраженного сигнала. Причем видно, что компоненты отраженного сигнала и ионосферно-земного сигнала смещены друг относительно друга на десятки герц, что может быть объяснено эффектом Доплера из-за дрейфа метеорного следа под действием ветровых движений нейтральных воздушных масс.

Амплитудно-временные характеристики зарегистрированных сигналов (пример см. рис. 3, v) обнаруживают все признаки, характерные для радиосигналов, отраженных от метеорных следов [21, 22]:

- а) резкое нарастание амплитуды и последующее ее убывание с характерными дифракционными вариациями;
- б) стабильность частоты (фазы) компонент спектра, соответствующих отраженному сигналу.

В качестве примера на рис. 4 приведены типовые спектрограмм сигналов-помех, которые ошибочно могут быть приняты за СТВ, отраженные от метеорных следов. Спектрограмма рис. 4, a соответствует случаю, когда спектр «всплесков» имеет квази-постоянный уровень и не обнаруживает явно выраженных боковых с частотой следования КСИ. На рис. 4, b приведен случай «раздвоения» и вариация уровня ионосферно-земного сигнала предположительно вследствие движения ионосферной неоднородности или появления какого-либо воздушного объекта [23].

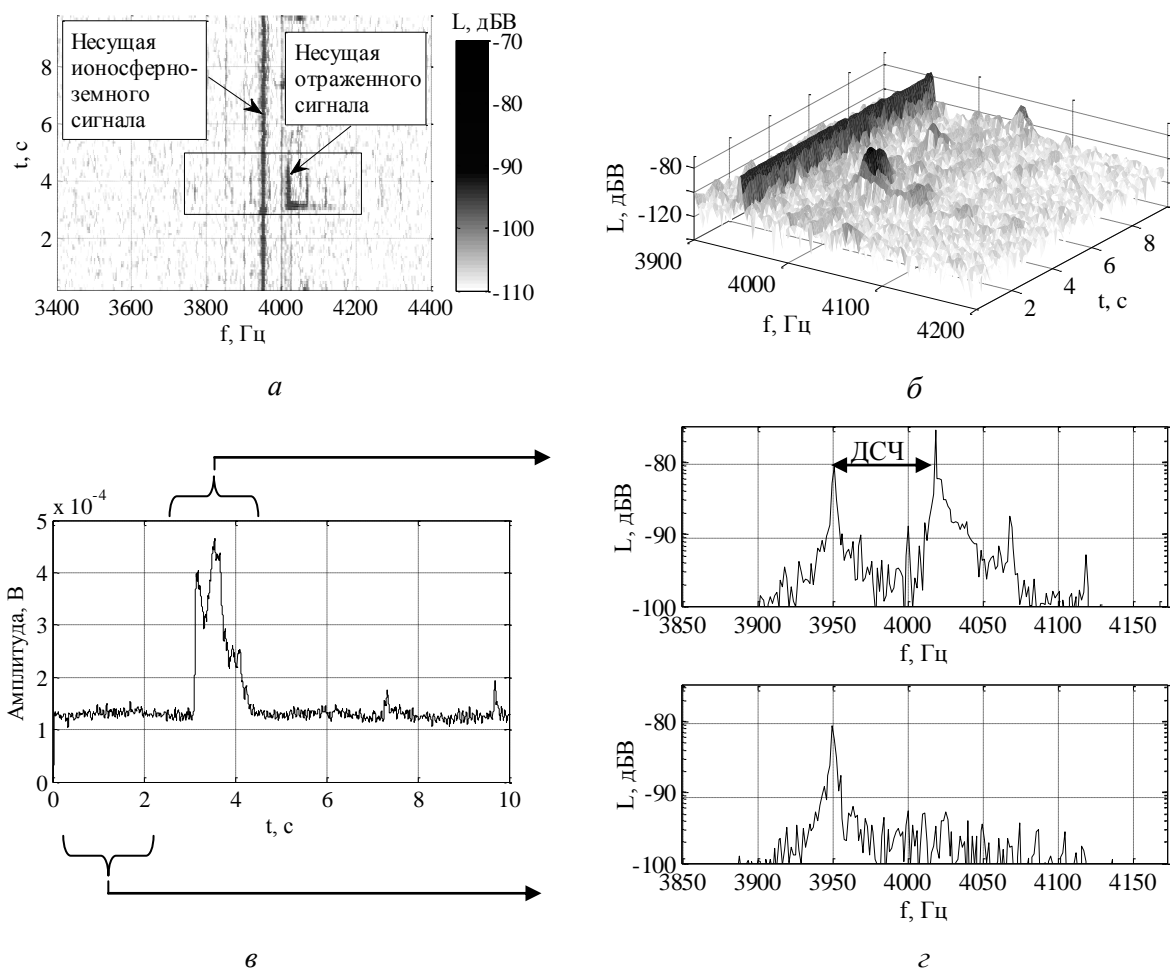


Рис. 3

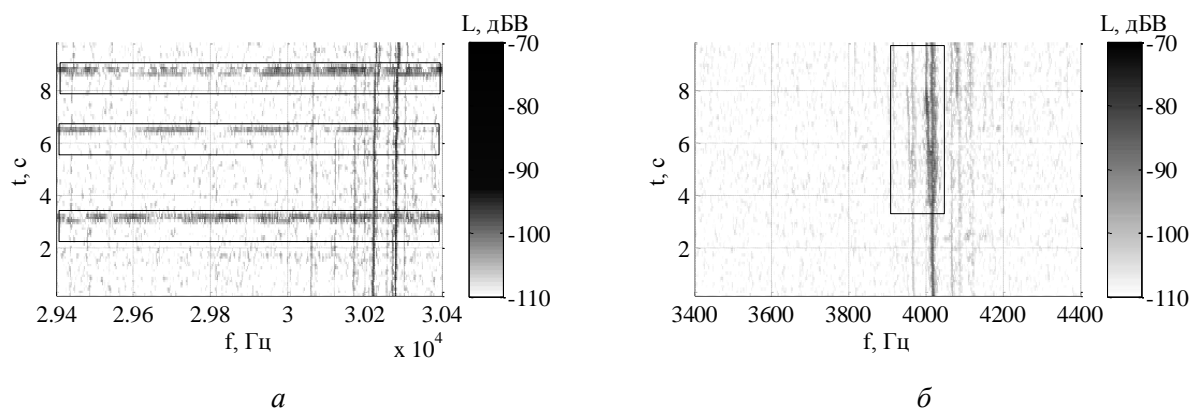


Рис. 4

Регистрации, подобные приведенным сигналам помех, составляли порядка 90 % «всплесков», выявленных в спектрограммах комплексной огибающей принимаемого сигнала. Они ошибочно могут быть идентифицированы как отраженные от метеорных следов СТВ в случае их выбора исключительно по критерию превышения уровня сигнала некоторого порогового значения. Отсеять подобные сигналы помех позволял дополнительный анализ их амплитудно-временных характеристик и контроль спектра на наличие составляющих, соответствующих боковым компонентам КСИ и ССИ, модулирующих сигнал по амплитуде.

Выводы

Предлагается усовершенствованная экспериментальная доплеровская радиометеорная установка для мониторинга динамики атмосферы Земли на высотах 80 – 105 км по сигналам телевизионного вещания. В данной установке, с целью сокращения себестоимости, радиоприемное устройство построено по схеме приемника прямого преобразования с выделением реальной I и мнимой Q компонент комплексной огибающей принимаемого радиосигнала, что позволяет использовать для аналого-цифрового преобразования принимаемых сигналов звуковую карту типовой ЭВМ.

Приведенные результаты испытаний установки демонстрируют возможность обнаружения отраженных от метеорных следов сигналов телевизионного вещания, анализа их спектрального состава и оценки доплеровского смещения частоты несущей отраженного сигнала, вызванного дрейфом следа под действием ветровых движений.

Разработанная установка может быть использована в качестве доступной экспериментальной базы для проведения радиометеорных исследований, а также быть положена в основу узла сети многопозиционной радиотехнической системы мониторинга скорости ветра на высотах метеорной зоны атмосферы Земли (80 – 105 км).

Список литературы: 1. *Jacobi, Ch.* 6 year mean prevailing winds and tides measured by VHF meteor radar over Collm (51.3°N, 13.0°E) / *Ch. Jacobi // J. Atmos. Solar-Terr. Phys.* – 2012. – № 78. – P. 8–18. 2. *Пат. 58636* Україна МПК G 01 S 13/58 (2006.01). Спосіб вимірювання швидкості вітру методом радіолокації метеорних слідів за сигналами телевізійного мовлення / В. Д. Кукуш, А. М. Олейников, С. О. Маковецкий ; заявник і власник Харківський національний університет радіоелектроніки. – №2010 08168 ; заявл. 30.06.2010 ; опубл. 26.04.2011, Бюл. № 8/2011. – 10 с. 3. *Кукуш, В. Д.* Экспериментальные исследования возможности использования сигналов телевизионного вещания для определения скорости дрейфа метеорных следов / В. Д. Кукуш, А. Н. Олейников, С. А. Маковецкий // Вісті вищих навчальних закладів «Радіоелектроніка». – 2011. – Вип. 54(5). – С. 37–46. 4. *Кукуш, В. Д.* Теоретическое обоснование и экспериментальное исследование способа измерения ветра на высотах 80–105 км по сигналам телевизионного вещания / В. Д. Кукуш, А. Н. Олейников, Ch. Jacobi, Ю. В. Лыков // Радиотехника. – 2011. – Вып. 165. – С. 10–19. 5. *Kukush, V.* Possible use of television broadcasting signals for wind measurement by the meteor radiolocation method – main theoretical aspects and results of first experiments / V. Kukush, Ch. Jacobi, A. Oleynikov // *Rep. Inst. Meteorol. Univ. Leipzig.* – 2011. – Band 48. – P. 59–72. 6. *Кукуш, В. Д.* Моделирование и оценка погрешности способа измерения скорости ветра на высотах мезопазы-нижней термосферы методом радиолокации метеорных следов по сигналам телевизионного вещания / В. Д. Кукуш, А. Н. Олейников // Междунар. радиоэлектронный форум (МРФ-2011) «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития»: Сб. материалов междунар. науч.-техн. конф. – Харьков : ХНУРЭ, 2011. —Т. I, Ч. 1. – С. 101–104. 7. *Долуханов, М. П.* Распространение радиоволн / М. П. Долуханов. – М. : Связь, 1972. – 336 с. 8. *Сети телевизионного и звукового ОВЧ ЧМ вещания* / М. Г. Локшин, А. А. Шур, А. В. Кокорев, Р. А. Краснощеков. – М. : Радио и связь, 1988. – 144 с. 9. *Youngblood, G. A.* Software-Defined Radio for the Masses, Part 1 / G. Youngblood, AC50G // QEX. – 2002. – Jul/Aug. – P.13–21. 10. *Галкин, В. А.* Основы программно-конфигурируемого радио / В. А. Галкин. – М. : Горячая линия телеком, 2013. – 372 с. 11. *Богданович, Б. М.* Радиоприемные устройства / Б. М. Богданович, Н. И. Окулич. – Минск : Вышэйш. шк., 1991. – 428 с. 12. *Ханзел, Г. Е.* Справочник по расчету фильтров : пер. с англ. / Г. Е. Ханзел. – М. : Сов. радио, 1974. – 288 с. 13. ADL5534 20 MHz to 500 MHz Dual IF Amplifier. – Режим доступа : <http://www.analog.com>. 14. AD8348 50 MHz to 1000 MHz Quadrature Demodulator. – Режим доступа : <http://www.analog.com>. 15. *Радиотехнические системы* / Ю. П. Гришин, В. П. Ипатов, Ю. М. Казаринов [и др.] ; под ред. Ю. М. Казаринова. – М. : Высш. шк., 1990. – 490 с. 16. *Дворяшин, Б. В.* Радиотехнические измерения / Б. В. Дворяшин, Л. И. Кузнецов. – М. : Сов. радио, 1978. – 360 с. 17. *Марпл, С. Л.-мл.* Цифровой спектральный анализ и его приложения : пер. с англ. / С. Л. Марпл-мл. – М. : Мир, 1990. – 584 с. 18. *Айфичер, Э. С.* Цифровая обработка сигналов: практический подход : пер. с англ. / Э. С. Айфичер, Б. У. Джервис. – М. : Изд. дом «Вильямс», 2004. – 992 с. 19. *Олейников, А. Н.* Повышение эффективности разнесенной системы радиолокации метеорных следов / А. Н. Олейников, Ю. В. Лыков, В. Д. Кукуш // Радиотехника. – 2009. – Вып. 157. – С. 5–12. 20. *Radio-Frequenzen und Senderkarten weltweit.* – Режим доступа : <http://www.fmscan.de>. 21. *Кашеев, Б. Л.* Метеорные явления в атмосфере Земли / Б. Л. Кашеев, В. Н. Лебидинец, М. Ф. Лагутин. – М. : Наука, 1967. – 260 с. 22. *Мак-Кинли, Д.* Методы метеорной астрономии : пер. с англ. / Д. Мак-Кинли. – М. : Мир, 1964. – 310 с. 23. *Hocking, W. K.* Real-time determination of meteor-related parameters utilizing modern digital technology / W. K. Hocking, B. Fuller, B. Vandeppeer // *J. Atmos. Solar-Terr. Phys.* – 2001. – Vol. 63. – P. 155–169.

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА, АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА МИКРОВОЛНОВОЙ ТЕХНИКИ

УДК 537.874.6

М. Е. КАЛИБЕРДА, С. А. ПОГАРСКИЙ, д-р физ.-мат. наук, А. В. ПОЗНЯКОВ

АНАЛИЗ ДЕФЕКТОВ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ РЕШЕТКИ В ВИДЕ ОТСУТСТВИЯ ОДИНОЧНОЙ ЛЕНТЫ

Введение

Периодические решетки имеют большое количество приложений в технике СВЧ и оптике [1 – 5]. Отдельно необходимо указать на ситуацию, когда в периодической структуре отсутствует один из элементов. Такая ситуация может оказаться достаточно распространенной при массовом производстве вследствие брака производства или при длительной эксплуатации. В этой ситуации необходимо понимание того, насколько сильно свойства такой структуры будут отличаться от идеальной, а также, допустимо ли использование этой «неидеальной» структуры без существенной потери свойств объекта в целом. Возможной областью использования решения задачи дифракции на периодических структурах с отсутствующими элементами является область неразрушающего контроля параметров вещества.

В работах [3, 5 – 7] различные ленточные решетки исследуются с использованием метода моментов в спектральной области. Спектральная функция представляется в виде функций Бесселя с соответствующим весом и неизвестными коэффициентами. В работах [8, 9] рассмотрены бесконечные и конечные периодические решетки. Решение получено методом задачи Римана – Гильберта.

В [10, 11] рассмотрены бесконечные и конечные ленточные решетки. Сингулярные интегральные уравнения относительно плотности тока на лентах после регуляризации сведены к уравнениям Фредгольма второго рода. В [12, 13] предлагается качественно иной подход, не связанный с регуляризацией уравнений и не зависящий от выбора базисных функций, как в методе моментов. Задача сводится к сингулярным или гиперсингулярным интегральным уравнениям. При дискретизации в качестве узлов интерполяции и точек коллокации выбираются нули полиномов Чебышева.

В данной работе при решении задачи используется подход, представленный в работе [14], основанный на методе сингулярных интегральных уравнений с последующим их численным решением методом дискретных особенностей [12, 13].

Цель работы – исследование рассеянного поля в ближней и дальней зоне бесконечной периодической решеткой в отсутствие одной ленты.

Постановка задачи

Рассмотрим бесконечную периодическую решетку, расположенную в плоскости $z = 0$, с отсутствующей одной лентой с номером “0”. Ширина каждой ленты равна $2d$, период решетки равен l . Отсутствующая лента с номером 0 располагается так, что ее центр совпадает с осью Ox . Геометрия структуры представлена на рис.1.

Предполагаем, что на решетку падает плоская H - поляризованная электромагнитная волна из области $z > 0$ под углом φ_0 к оси Oy

$$H_x^i(y, z) = \exp(ik(\zeta_0 y - \gamma_0 z)),$$

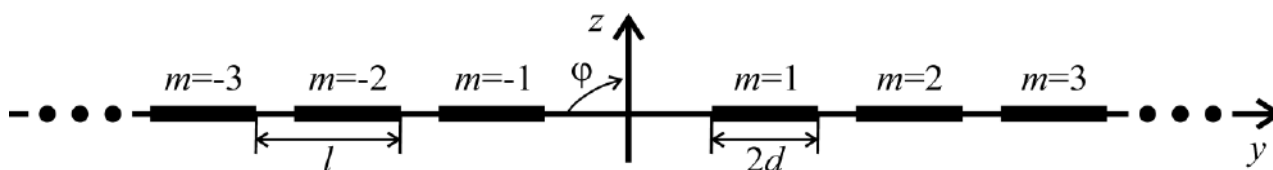


Рис. 1

где $\zeta_n = 2\pi n / (kl) + \sin \alpha$, $\gamma_n = \sqrt{1 - \zeta_n^2}$, $\operatorname{Re} \gamma_n \geq 0$, $\operatorname{Im} \gamma_n \geq 0$, $\alpha = \pi / 2 - \varphi_0$, $k = 2\pi / \lambda$ – волновое число.

Математическая модель

Рассеянное поле решеткой представим в виде суперпозиции поля токов на всех лентах бесконечной периодической решетки, за исключением одной ленты с номером “0”, и поля коррекции

$$H_x^r(y, z) = H_x^{r,\infty,0}(y, z) + H_x^{r,c}(y, z),$$

где

$$H_x^{r,\infty,0}(y, z) = \frac{i}{4} \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \int_{-d}^d \mu_m^\infty(y'+lm) \frac{\partial}{\partial z'} H_0^{(1)}\left(k\sqrt{(y-y'-lm)^2 + (z-z')^2}\right) dy', \quad z'=0,$$

$$H_x^{r,c}(y, z) = \operatorname{sgn}(z) \int_{-\infty}^{\infty} c(\xi) \exp(ik(\xi y + \gamma(\xi) |z|)) d\xi,$$

$J_m^\infty(y'+lm)$ – с точностью до константы плотность тока на лентах бесконечной периодической решетки, текущего по ленте с номером m , $H_0^{(1)}(x)$ – функция Ханкеля первого рода, $y_m = y - ml$, $m = \pm 1, \pm 2, \dots$ – локальная координата, связанная с центром m -й ленты.

Спектральная функция поля коррекции может быть найдена из парных интегральных уравнений

$$\int_{-\infty}^{\infty} c(\xi) \exp(ik\xi y) d\xi = 0, \quad y \notin L,$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} c(\xi) \gamma(\xi) \exp(ik\xi y) d\xi = \frac{i}{k} \left(\frac{\partial}{\partial z} H_x^i(y, 0) + \frac{\partial}{\partial z} H_x^{r,\infty,0}(y, 0) \right) = g(y), \quad y \in L,$$

которые могут быть сведены к сингулярному интегральному уравнению с дополнительными условиями относительно производной плотности коррекции тока

$$\frac{1}{\pi} PV \int_L \frac{F(\xi)}{\xi - y} d\xi + \frac{1}{\pi} \int_L K(y, \xi) F(\xi) d\xi = ik g(y),$$

$$\frac{1}{\pi} \int_{-d+lm}^{d+lm} F(\xi) d\xi = 0, \quad m = \pm 1, \pm 2, \dots$$

Здесь $L = \bigcup_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} (-d + lm; d + lm)$ – множество всех лент. Ядро уравнения имеет вид

$$K(y, \xi) = k \int_0^{\infty} \frac{\sin(k\zeta(y - \xi))}{\zeta} (\zeta + i\gamma(\zeta)) d\zeta.$$

Спектральная функция связана с решением сингулярного интегрального уравнения соотношением

$$c(\xi) = \frac{1}{2\pi i \xi} \int_L F(y) (\exp(iky\xi) - 1) dy.$$

Правая часть уравнения, функция $g(y)$, зависит от поля бесконечной периодической решетки. Для ее определения представим рассеянное поле бесконечной периодической решетки в виде ряда Фурье

$$H_x^{r,\infty}(y, z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \exp(ik(\zeta_n y + \gamma_n z)), \quad z > 0,$$

$$H_x^{t,\infty}(y,z) = H_x^i(y,z) - \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \exp(ik(\zeta_n y - \gamma_n z)), \quad z < 0.$$

Тогда

$$g(y) = \frac{1}{2} \int_{-d}^d \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \exp(ik\zeta_n y') \frac{H_1^{(1)}(k|y-y'|)}{|y-y'|} dy'.$$

Численные результаты

Предположим, что плоская волна падает нормально на решетку ($\varphi_0 = 90^\circ$). На рис.1 – 3 представлено распределение отраженного поля в области над решеткой при различных значениях волнового числа и расстояний до решетки. Ширина лент равна ширине щелей в периодической части структуры, $l/d = 4$. На рис. 1, а, рис. 2, а и рис. 3, а расстояние до решетки $z/l = 2$, что соответствует ближней зоне. На рис. 1, б, рис. 2, б и рис. 3, б – $z/l = 10$. В этом случае для вычислений использовалось асимптотическое представление типичного дифракционного интеграла. С увеличением z расстояния до решетки, вклад отсутствующей ленты в рассеянное поле уменьшается как $1/\sqrt{kz}$.

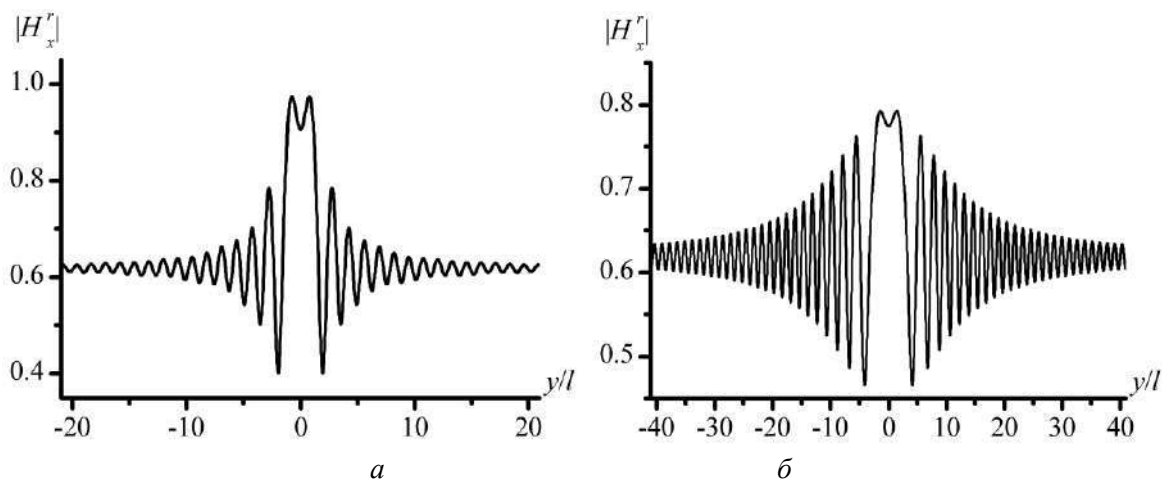


Рис. 2

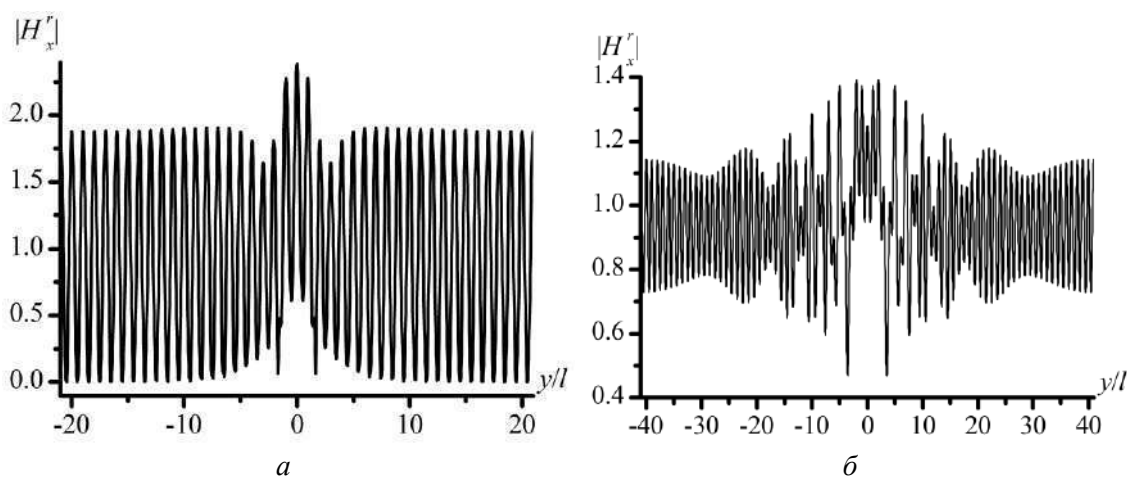


Рис. 3

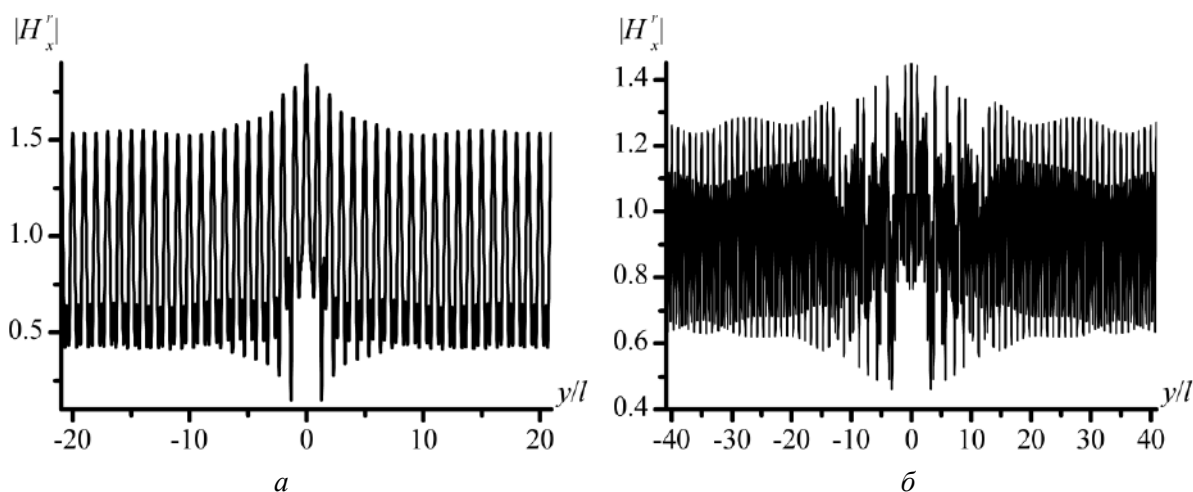


Рис. 4

В случае, представленном на рис. 1, значение волнового числа выбрано так, $kl = 5$, что только одна основная плоская волна распространяется. Наблюдается рост компоненты $|H_x^r(y, z)|$ вблизи отсутствующей ленты при $y = 0$. При увеличении y амплитуда поля стремится к амплитуде плоской волны, $|a_0| \approx 0.62$, причем зависимость $|H_x^r(y, z)|$ от y носит осциллирующий характер. Осцилляции возникают в результате суперпозиции в рассеянном поле плоской волны, соответствующей бесконечной части структуры и цилиндрических волн, возбужденных в результате отсутствия ленты. Случай, представленный на рис. 2, $kl = 2\pi$, соответствует критической частоте ± 1 -й гармонике Флоке. У ленточных решеток наблюдается наиболее сильное взаимодействие лент между собой вблизи данной частотной области. Амплитуда осцилляций поля вблизи отсутствующей ленты наиболее велика. В случае рис.3, $kl = 7$, так же, как и в предыдущих случаях, наблюдается максимум $|H_x^r(y, z)|$ вблизи отсутствующей ленты, однако он менее выражен. При увеличении y амплитуда $|H_x^r(y, z)|$ не стремится к некоторому конкретному значению, как в случае рис. 1, а носит осциллирующий характер с неубывающей амплитудой осцилляций. Это связано с тем, что в рассеянном поле наблюдается суперпозиция нескольких распространяющихся плоских волн.

Выводы

Исследовано отраженное поле H -поляризованной электромагнитной волны бесконечной периодической решеткой с отсутствующей одной лентой. Рассмотрены три случая соотношения волнового числа и периода решетки, когда только одна отраженная плоская волна распространяется, критический случай, при котором наблюдается возбуждение ± 1 -й гармоника Флоке и случай, при котором 0-я и ± 1 -я гармоника Флоке являются распространяющимися. Во всех трех случаях зависимость амплитуды отраженного поля от координаты y носит осциллирующий характер, а вблизи отсутствующей ленты наблюдается максимум поля. Однако во втором и третьем случаях амплитуда осцилляций не убывает. В первом же случае амплитуда отраженного поля стремится к амплитуде плоской волны. Таким образом, именно в первом случае наиболее четко видна аномалия рассеянного поля в области над отсутствующей лентой.

Список литературы: 1. Baldwin, G. L., Heins, A. E. On the diffraction of a plane wave by an infinite plane grating // Math Scand. – 1954. – Vol. 2. – P. 103-118. 2. Silberstein, E., Lalanne, P., Hugonin, J-P., Cao, Q. Use of grating theories in integrated optics // J Opt Soc Am A. – 2001. – Vol. 18. – No.11 P.2865-2875. 3. Литвиненко, Л. Н., Просвирнин, С.Л. Спектральные операторы рассеяния в задачах

дифракции волн на плоских экранах. – Киев : Наук. думка, 1984. – 240 с. 4. Kaliberda, M.E., Lytvynenko, L.N., Pogarsky, S.A. Diffraction of H-polarized electromagnetic waves by a multi-element planar semi-infinite grating // Telecommunications and Radio Engineering. – 2015. – Vol. 74. – no. 9. – P. 753-767. 5. Lytvynenko, L.M., Kaliberda, M.E., Pogarsky, S.A. Wave diffraction by semi-infinite venetian blind type grating // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2013. – Vol. 61. – No. 12. -P. 6120-6127. 6. Воробьев, С.Н., Литвиненко, Л.Н., Просвирнин, С.Л. Дифракция электромагнитных волн на структуре из конечного числа неэквидистантно расположенных лент различной ширины. Сравнение спектрального и операторного методов // Радиофизика и радиоастрономия. – 1996. – Т. 1. № 1. – С. 110-118. 7. Vorob'ev, S. N, Litvinenko, L. N, Prosvirnin, S. L. Wave diffraction by a periodic structure consisting of inclined metal tapes // USSR Computational Math and Math Phys. – 1986. – Vol. 26. – P.159-166. 8. Шестопалов, В. П., Литвиненко, Л. Н., Масалов, С. А., Сологуб, В. Г. Дифракция волн на решетках. – Харьков : Изд-во ХГУ, 1973. – 287 с. 9. Сологуб, В. Г. Об одном методе исследования задачи дифракции на конечном числе лент, расположенных в одной плоскости // Докл. АН УССР. Сер. А. – 1975. – № 6. – С. 549-552. 10. Matsushima, A., Itakura, T. Singular integral equation approach to plane wave diffraction by an infinite strip grating at oblique incidence // J. Electromagn. Waves. Applic. – 1990. – Vol. 4. No. 6. – P.505-519. 11. Matsushima, A., Nakamura, Y., Tomino, S. Application of integral equation method to metal-plate lens structures // Prog. Electromagn. Res. – 2005. – Vol. 54. – P. 245-262. 12. Гандель, Ю. В. Парные и гиперсингулярные интегральные уравнения задач дифракции электромагнитных волн на плоских решетках и экранах // Тр. XI междунар. симпозиума “Методы дискретных особенностей в задачах математической физики” (МДОЗМФ-2003). – 2003. – С. 53-58. 13. Гандель, Ю. В. Метод дискретных особенностей в задачах электродинамики // Вопросы кибернетики. – 1986. – Вып. 124. – С. 166-183. 14. Kaliberda, M. E., Lytvynenko, L. M., Pogarsky, S. A. Singular Integral Equations in Diffraction Problem by an Infinite Periodic Strip Grating with One Strip Removed // J. Electromagn. Waves Appl. 2016 (online). DOI: 10.1080/09205071.2016.1254071.

Харьковский национальный
университет имени В.Н. Каразина

Поступила в редколлегию 09.11.2016

ГЕНЕРАТОР МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН С МНОГОЗЕРКАЛЬНЫМ ОТКРЫТЫМ РЕЗОНАТОРОМ

Введение

Использование квазиоптических открытых резонаторов (ОР) в качестве колебательных систем электронно-вакуумных и твердотельных генераторов перспективно в коротковолновой части миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов длин волн [1 – 3]. Стабилизация частоты и снижение частотных шумов при помощи высокодобротных ОР получила широкое распространение по ряду причин. Во-первых, объемные резонаторы по мере продвижения в коротковолновые диапазоны значительно снижают добротность ввиду уменьшения объема и повышения омических потерь в стенках резонатора. Применение низкочастотных высокостабильных, например кварцевых источников в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах, становится малоэффективным ввиду высокого коэффициента умножения в системах автоматической подстройки частоты (АПЧ). К тому же следует учитывать, что при использовании высокодобротных ОР существенно подавляются частотные шумы в широком интервале частот, тогда как при использовании АПЧ частотные шумы подавляются только в полосе захвата системы. Во-вторых, принципы, положенные в основу построения квазиоптических резонансных систем, позволяют создать ОР с несколькими степенями свободы. Примером такой системы служит трехзеркальный эшелеттный ОР [4]. Использование ОР с дополнительным ограничением резонансного пространства и дополнительными селективными элементами (типичным примером которого является уголково-эшелеттный ОР [5]) позволяет получить новые качества квазиоптических устройств: снижение габаритных размеров ОР при сохранении высокой добротности за счет компрессии поля (стягивания к оси ОР), а следовательно, – уменьшение дифракционных потерь. Дополнительная селекция типов колебаний – следствие применения уголково-эшелеттного зеркала, обладающего дополнительными частотно-дисперсионными свойствами. Перечисленные качества позволили разработать ряд высокостабильных квазиоптических генераторов на диодах Ганна и ЛПД на фиксированных частотах в интервале длин волн от 8 до 2 мм [6, 7].

Благодаря использованию трехзеркального эшелеттного ОР [4] в качестве колебательной системы удалось получить двухчастотную генерацию на диоде Ганна с независимой (асинхронной) перестройкой частоты. Развитием ОР с дополнительным ограничением резонансного пространства [5] является четырехзеркальный ОР, одно из зеркал которого – эшелетт с прямоугольными ступенями [8].

Цель работы – исследование спектральных и энергетических характеристик генератора миллиметрового диапазона длин волн на диоде Ганна, в котором в качестве колебательной системы используется четырехзеркальный ОР, а диод включен по схеме «на отражение».

Конструкция генератора

Генератор образован четырехзеркальным ОР, в плоском зеркале которого размещен активный нелинейный элемент – диод Ганна (цепь питания и высокочастотный фильтр в цепи питания диода Ганна не показаны и выполнены по схеме [6]). Согласование высокоимпедансного ОР и низкоимпедансного нелинейного элементов выполнено с помощью диафрагмы диаметром 0,8 мм. ОР, в свою очередь, образован четырьмя отражателями: верхним 1 и боковым 2 сферическими, эшелеттным 3 и плоским 4 зеркалами (рис.1). В эксперименте использовался ОР со следующими размерами: верхнее сферическое зеркало: диаметр апертуры $2a = 40$ мм, срез сегментов до 36 мм, радиус кривизны – $R_1 = 110$ мм; боковое сферическое зеркало: диаметр апертуры $2a = 40$ мм, срез сегментов до 19 мм, радиус кривизны – $R_2 = 80$ мм; эшелетт имеет пять зубцов с равными гранями

высотой $h = 4,2$ мм. В центральной части сферического зеркала и на третьей грани эшелетта выполнены щели связи, переходящие в волновод стандартного сечения для вывода СВЧ энергии.

Перестройку частоты ОР можно осуществлять перемещением верхнего и бокового зеркал как одновременно, так и перемещением каждого зеркала в отдельности.

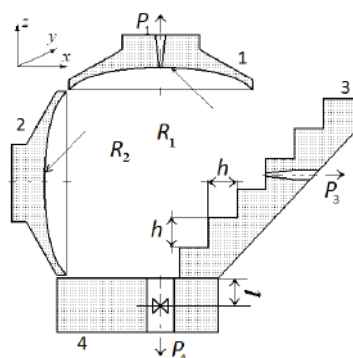


Рис. 1

Частота, спектр и выходная мощность генератора исследовались на измерительном стенде (рис. 2), содержащем измеритель мощности Я2М-66, анализатор спектра С4-27, частотомер ЧЗ-66 и волноводный СВЧ тракт 8-миллиметрового диапазона волн сечением $7,2 \times 3,4$ мм² [9].

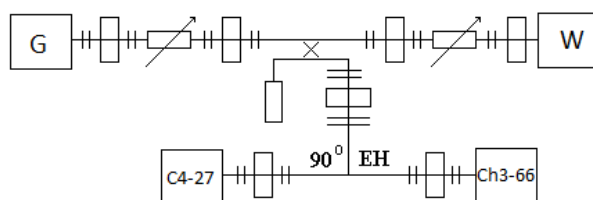


Рис. 2

Выходной сигнал генератора через поляризационный аттенюатор и направленный ответвитель подавался на измеритель мощности. Со второго плеча направленного ответвителя через двойной волноводный тройник сигнал подавался на анализатор спектра и частотомер.

Экспериментальные результаты измерения частотных характеристик и мощности генератора

На рис. 3 представлены зависимости частоты и генерируемой мощности на выходе зеркала 4 от положения верхнего зеркала 1, определяемого расстоянием Lz . Как видно из графиков, генерация носит традиционно зонный характер, определяемый переходом от одного к другому значению модового числа, что характерно для генераторов с открытой колебательной системой [2, 6]. В то же время отличие заключается в том, что зоны генерации заужены. Максимальная мощность, направляемая в волновод, расположенный на плоском зеркале, свидетельствует о слабой зависимости частоты генерации от расстояния Lz между зеркалами 1 и 4 – генерация не контролируется колебательной системой. В узких областях перестройки длины резонатора Lz , например 24,4 – 24,6 мм, а также в нескольких других осуществляется возбуждение колебаний в резонаторе, захват частоты и перестройка ее в интервале $df = 300-400$ МГц.

В режиме захвата частоты генерации ОР исследовалось влияние положения бокового зеркала 2 на энергетические и частотные характеристики. Рис. 4 иллюстрирует зависимость выходной мощности и частоты от положения бокового сферического зеркала. Из рисунка видно, что существует область $\Delta Lx = 10,5-12$ мм, в которой частота перестраивается в

интервале $\Delta f=50$ МГц при практически неизменной выходной мощности. Данный режим генерации поддерживается при неизменном расстоянии между зеркалами 1 и 4 $L_z=24,5$ мм=const. На рис. 4 указанная область генерации ограничена горизонтальными и вертикальными пунктирными линиями.

На рис. 5 показана электронная перестройка частоты и мощности генератора. Расстояние верхнего зеркала от плоского составляло 24 мм, бокового зеркала от эшелета – 12 мм.

На рис. 6 представлена зависимость электронной перестройки частоты и мощности генератора (f_{in} и P_{in} – при повышении напряжения питания, f_d и P_d – при понижении). Расстояние верхнего зеркала от плоского составляет 24 мм.

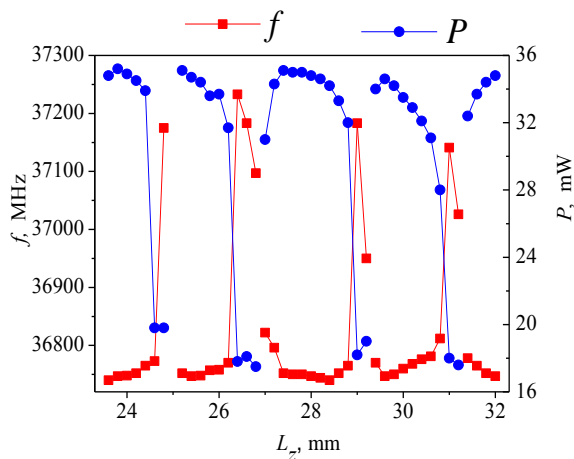


Рис. 3

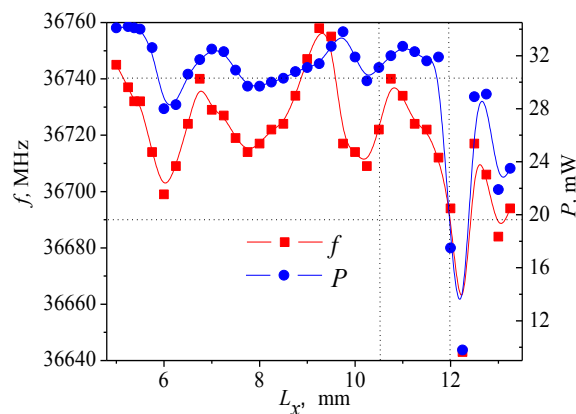


Рис. 4

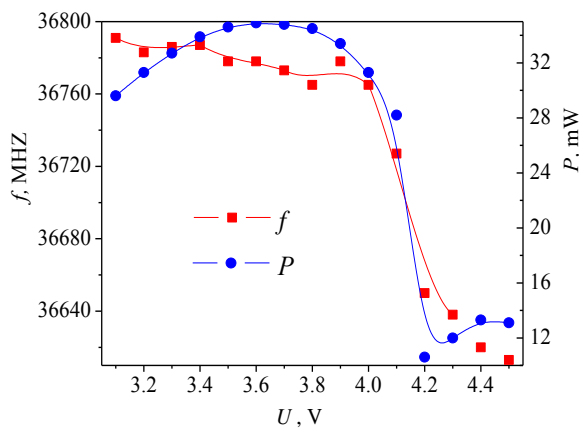


Рис. 5

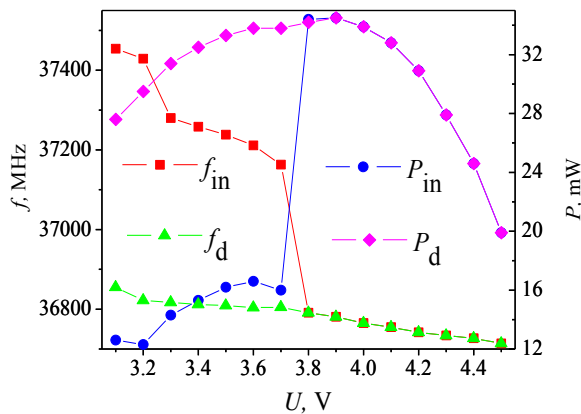


Рис. 6

На рис. 7 показаны результаты перестройки частоты (а) и мощности (б) генератора перемещением верхнего зеркала, где P_1 – мощность, снимаемая с диода, P_2 – с верхнего зеркала, P_3 – с 3-й ступени эшелетта. Напряжение питания генератора составляло $U = 4,0$ В.

Исследовалось распределение и перераспределение выходной мощности между щелями связи на зеркале 1, эшелетте 3 и основном выходном волноводе, расположенном на зеркале 4. При перемещении зеркала 1 в интервале $\Delta Z=1$ мм ($L=23-24$ мм) частота генерации изменяется в интервале $\Delta f=500$ МГц при выходной мощности $P_4=25$ мВт практически во всем диапазоне перестройки. В этой ситуации выходная мощность на щелях связи зеркал 1 и 3 была на несколько порядков меньше (см. рис. 6). В режиме, когда ОР не возбуждается на колебании между зеркалами 1 и 4 (при $L_z=26$ мм), мощность P_3 , снимаемая с волновода,

расположенного на эшелетте, значительно возрастает. Вероятно, это можно объяснить возбуждением колебательного процесса, в котором основную роль играет автоколлимационное отражение энергии эшелеттом.

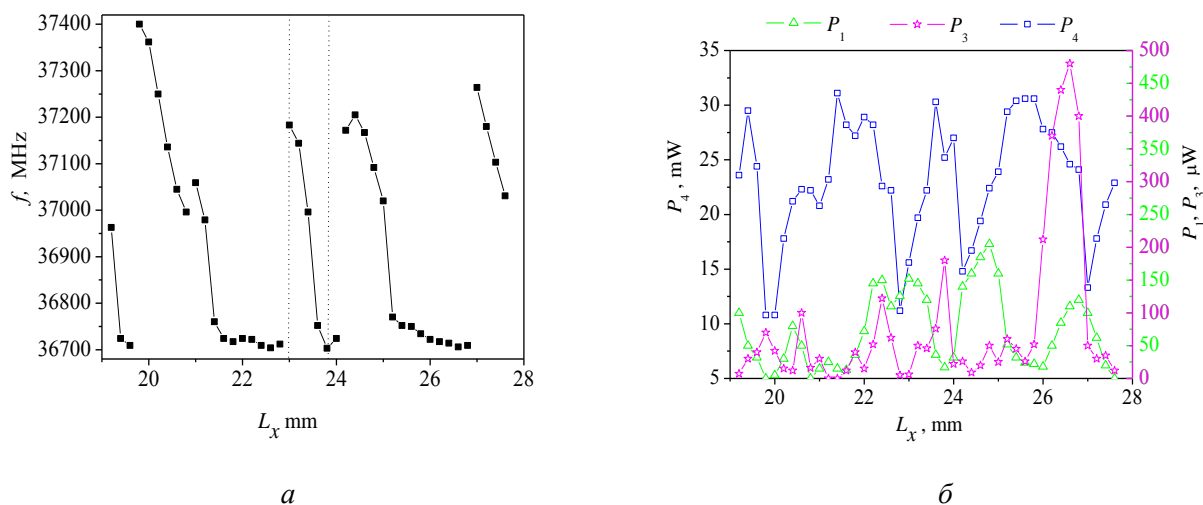


Рис. 7

Отметим, что в режиме захвата частоты резонатором электронная перестройка частоты наблюдалась при изменении напряжения питания в интервале 3,1 – 4,0 В при незначительном изменении выходной мощности. Крутизна электронной перестройки составила величину $\Delta f/\Delta U=4,4$ МГц/В.

При некоторых соотношениях между расстояниями L_z и L_x наблюдались режимы многочастотной генерации, например, при $L_x=9,5$ мм наблюдалась устойчивая генерация трех частот ($f_1=37,357$ ГГц, $f_2=37,097$ ГГц, $f_3=36,825$ ГГц); при $L_x=9,75$ мм также наблюдалась генерация трех частот ($f_1=37,092$ ГГц, $f_2=37,072$ ГГц, $f_3=36,783$ ГГц); при $L_x=12$ мм наблюдалась генерация двух частот ($f_1=36,113$ ГГц, $f_2=36,773$ ГГц). Здесь индексы 1, 3, 4 соответствуют выводам энергии на зеркалах 1, 3, 4.

Выводы

Исследованы частотные и энергетические характеристики генератора на диоде Ганна в 8-миллиметровом диапазоне длин волн с колебательной системой в виде четырехзеркального ОР. Роль основных зеркал ОР играют верхнее сферическое и плоское зеркала, на оси симметрии которых установлена ячейка с активным нелинейным элементом. Дополнительные сферическое и эшелеттное зеркала используются как подстроечный и селективный элемент соответственно. Грубая перестройка частоты в широком интервале частот осуществляется перемещением верхнего зеркала. Для более точной подстройки частоты используется боковое зеркало. Благодаря наличию эшелетта, обладающего частотно-дисперсионными свойствами, удается получить одномодовый режим возбуждения в достаточно широком интервале частот, что повышает устойчивость генерации и исключает произвольные перескоки частоты, характерные для ЛПД.

В коротковолновой части миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов длин волн четырехзеркальный ОР имеет перспективу применения не только в качестве колебательной системы твердотельных и электронно-вакуумных приборов, но и в измерительных системах.

Список литературы: 1. Belous, O.I., Fisun, A.I., Kirilenko, A.A. and all. Research on Orotron Oscillator with Dispersive Open Resonant System // Int. Journal Infrared and Millimeter Waves. – 1997. – Vol.18, №4. – P. 78-95. 2. Фисун, А.И., Белоус, О.И. Квазиоптические твердотельные источники излучения:

принципы построения, тенденции развития и перспективы приложения // Зарубежная электроника. Успехи современной радиоэлектроники. – 1998. – №4. – С. 41-64. 3. *Brown, E.R., Parker, Ch.D., Molvar, K.M. and Stefan, K.D.* A Quasioptically Stabilized Resonant-Tunneling-Diode Oscillator for Millimeter- and Submillimeter- Wave Regions // IEEE Transaction MMT. – 1992. – Vol.40, №5. – PP.846-849, 4. *Фурсов, А.М., Булгаков, Б.М., Фисун, А.И.* Двухчастотная асинхронная устойчивая генерация диода Ганна в открытой резонансной системе // Известия вузов СССР. Радиоэлектроника. – 1983. – Т.26, №10. – С. 80-91. 5. *Fisun, A.I.* Millimeter Wave Open Resonator with Additional Restriction of Resonant Space // Int. Journal Infrared and Millimeter Waves. – 1997. – Vol.18, №12. – PP. 2353-2367. 6. *Belous, O.I., Sukhoruchko, O.N., Fisun, A.I.* Power and Spectrum Performance of Quasi-Optical solid-state MM-Wave Oscillator // Telecommunication and Radio Engineering.– 2006. – Vol. 65, № 16. – P. 1501-1513. 7. *Архипов, А.В., Булгаков, Б.М., Белоус, О.И., Фисун, А.И.* Квазиоптические генераторы на диодах Ганна и ЛПД с открытым сферо-углоково-эшелетным резонатором // АН СССР. Приборы и техника эксперимента. 1991. – №3. – С.106-109. 8. *Belous, O.I., Fisun, A.I., Korneenkov, V.K. Sukhoruchko, O.N.* Millimeter-Wave Multi-Mirror Open Resonator. E- and H- Polarized Oscillations // The Sixth International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves, Kharkov, Ukraine, June 25-30, 2007, v.2, pp.729-731. 9. *Измерения на миллиметровых и субмиллиметровых волнах ; под ред. Р.А. Валитова и Б.М. Макаренко.* – М. : Радио и связь, 1984. – 296 с.

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

Поступила в редколлегию 07.10.2016

**СЛАБОСВЕРХНАПРАВЛЕННАЯ ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВАЯ
АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ОСЕВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ****Введение**

Широкое применение радиоэлектронных средств, используемых в процессах излучения и приема радиоволн, постоянно стимулирует научный интерес к практической реализации антенн с улучшенными свойствами направленности. Такими свойствами, наряду с другими положительными качествами, обладают многоэлементные антенные решетки (АР).

За многие годы развития антенной науки и техники, наряду с иными конструкциям АР, было предложено и нашло практическое применение множество конструктивных вариантов антенных решеток волноводно-щелевого типа. Их свойства и характеристики достаточно подробно исследованы и описаны в литературе, например в [1 – 3]. Основной особенностью этих АР является функционирование их в режиме нормального либо наклонного излучения. При этом свойства направленности линейной волноводно-щелевой АР напрямую зависят от количества щелей и ее продольных размеров.

При увеличении числа щелей и, как следствие, длины такой АР происходит сужение главного лепестка диаграммы направленности (ДН) лишь в одной из главных плоскостей. Однако в плоскости ортогональной по отношению к продольной оси волновода АР направленные свойства весьма слабо выражены и не зависят от продольных размеров такой решетки. Большая ширина главного лепестка ДН в этой плоскости объясняется тем, что поперечные размеры излучающей области решетки малы.

Поэтому для улучшения свойств направленности путем сужения главного лепестка в поперечной плоскости часто применяют систему, состоящую из нескольких параллельно расположенных в одной плоскости таких волноводно-щелевых АР, что заметно усложняет и удорожает всю конструкцию.

Известный [1 – 3] и широко распространенный на практике конструктивный вариант нерезонансной волноводно-щелевой АР представляет собой короткозамкнутый металлический волновод прямоугольного сечения с распространяющимся в нем основным типом волны и поглотителем, помещенным в конце волновода, который служит для устранения отражений от короткозамкнутого конца волновода (рис. 1, а).

В такой конструкции в одной из широких стенок волновода (по обе стороны от его продольной оси) прорезаны узкие продольные щели длиной, примерно равной $\lambda_0/2$ (λ_0 – длина волны во внешнем пространстве, соответствующая расчетной частоте) с шагом $d \cong \lambda_B/2$ (λ_B – длина волны в волноводе на той же частоте).

Для более равномерного возбуждения щели обычно располагаются относительно продольной оси на расстоянии, постепенно увеличивающемся по линейному закону от начала решетки к ее концу.

В такой конструкции щели возбуждаются синфазно, тем самым реализуется режим нормального излучения АР. Как уже упоминалось, главным недостатком такой решетки является широкий главный лепесток ДН в плоскости перпендикулярной оси волновода, что ограничивает коэффициент направленного действия (КНД) такой решетки.

Рассматриваемое в данной статье новое конструктивное решение (рис. 1, б, в), заключается в том, что узкие прямоугольные поперечные щели размещены не на одной, а на обеих широких стенках волновода симметрично относительно его оси с шагом d близким к $\lambda_0/4$.

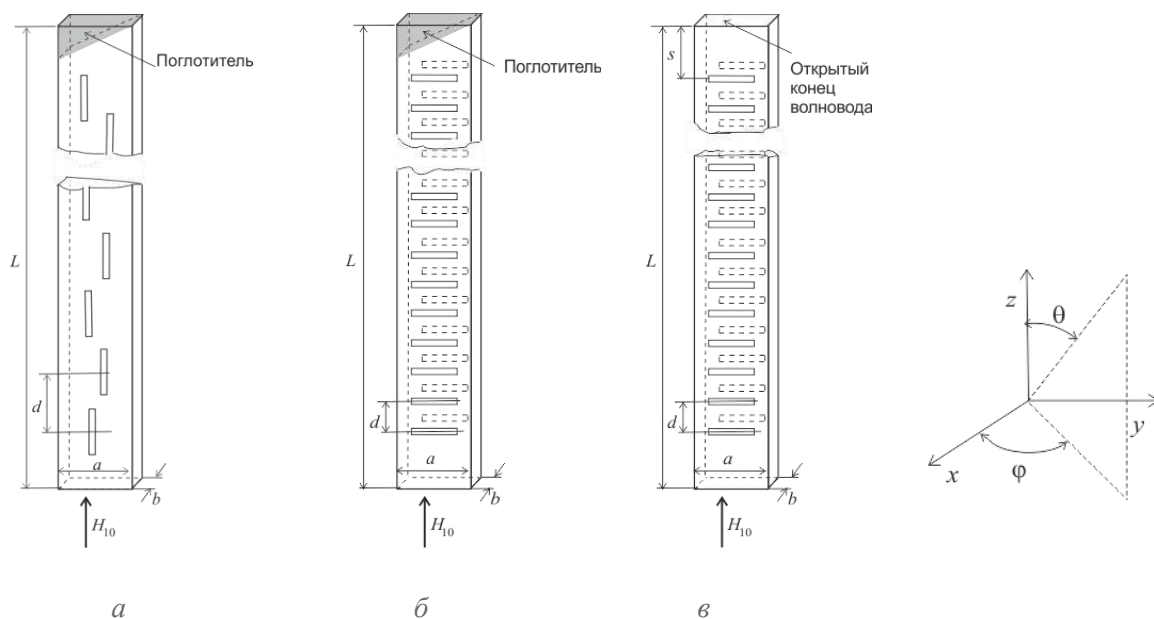


Рис. 1

Для того чтобы обеспечить в данной решетке необходимые для возбуждения щелей фазовые соотношения, соответствующие осевому излучению, волновод заполняется однородным диэлектриком с такой диэлектрической проницаемостью, которая обеспечит требуемую фазовую скорость волны основного типа, распространяющейся по волноводу.

Обеспечивая условия, при которых фазовая скорость несколько меньше скорости волны в свободном пространстве, можно добиться режима осевого излучения и осевой симметрии главного лепестка ДН. Такая решетка, обладающая улучшенными свойствами направленности, может быть использована в устройствах различного назначения сантиметрового и более высокочастотных диапазонов волн, в том числе в составе сложных антенных систем.

Цель статьи состоит в анализе характеристик направленности описанной выше волноводно-щелевой АР, поскольку из имеющихся в научной литературе (а также в Интернете) сведений можно установить, что конструкция такой волноводно-щелевой АР нигде не рассмотрена, а ее характеристики не исследованы.

Для определения преимуществ такой АР и сопоставления ее свойств с характеристиками волноводно-щелевой АР нормального излучения (рис. 1, а) был проведен ряд исследований, основанных на численном моделировании характеристик нескольких конструктивных вариантов волноводно-щелевых АР в среде компьютерного комплекса программ *FEKO* [4], результаты которых приведены в данной статье

Конструктивные особенности исследуемых антенн

В двух (рассматриваемых далее) конструктивных вариантах исследуемая антенная решетка образована волноводом прямоугольного сечения $(23 \times 10) \text{ мм}^2$, выполненного из хорошо проводящего материала толщиной заполненного однородным диэлектриком без потерь с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 2,15$. На каждой из двух широких стенок этого волновода имеются узкие полуволновые щели (рис. 1, б) ориентированные симметрично относительно его оси и размещенные с шагом равным $d = 0,25\lambda_0$. Возбуждение волны основного типа в волноводу осуществляется, как обычно, с помощью штыря, расположенного на расстоянии $d \cong \lambda_B / 4$ от короткозамкнутой торцевой стенки волновода.

Для обеспечения в такой АР режима осевого излучения и достижения при этом высокого КНД разность фаз полей в соседних щелях должна составлять $(1,03 - 1,06)k_0d$. (здесь $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ – волновое число свободного пространства).

Равномерность амплитудного распределения полей вдоль АР может быть несколько улучшена за счет хорошо известных конструктивных решений (например, путем последовательного увеличения ширины щелей). Так, в рассматриваемой модели ширина t_s щелей увеличивается по линейному закону от начала к концу решетки ($0,25 \text{ мм} \leq t_s \leq 2,75 \text{ мм}$), что несколько улучшает равномерность амплитудного распределения в щелях вдоль решетки.

Один вариант (рис. 1, б) модели волноводно-щелевой АР осевого излучения (обозначим его как АР №2) – это заполненный диэлектриком волновод длиной $L = 6\lambda_0$ в котором на каждой широкой стенке имеется 21 поперечная щель, а на дальнем от источника короткозамкнутом конце волновода расположен поглощающий элемент из материала с параметрами:

- относительная диэлектрическая проницаемость $\varepsilon = 1,2$,
- тангенс угла диэлектрических потерь $\text{tg } \delta = 0,5$.

Второй вариант (рис. 1, в) модели волноводно-щелевой АР решетки осевого излучения (обозначим его как АР №1) отличается тем, что волновод имеет длину $L = 5,75\lambda_0$ и незамкнутый конец, при этом не содержит поглощающего элемента. Параметры диэлектрика, число и ориентация щелей в этой модели полностью соответствуют АР №2, а продольное расстояние от крайних щелей до конца волновода примерно равно $0,25\lambda_0$.

Для сравнения аналогичный численный анализ выполнялся и для волноводно-щелевой решетки (рис. 1, а) нормального излучения (обозначим ее как АР №3), причем ее внешние габаритные размеры полностью соответствуют аналогичным параметрам АР №1.

В этом варианте короткозамкнутый волновод с воздушным заполнением также имеет на конце поглощающий элемент. Однако в этом варианте излучающая область решетки образована восемью щелями, ориентированными вдоль осевой линии на одной широкой стенке волновода с шагом $d = \lambda_B / 2$. Для увеличения равномерности амплитудного распределения щелей расстояние от осевой линии для каждой из них изменяется, увеличиваясь от начала к концу решетки по линейному закону.

Для выявления преимуществ описанных выше моделей АР осевого излучения проведено компьютерное моделирование, основанное на численном анализе характеристик направленности.

Методика исследования

Характеристики направленности рассматриваемых моделей АР являются результатом численного моделирования в среде компьютерного пакета программ FEKO. В процессе расчетов волновод считался идеально проводящим с бесконечно тонкими стенками. Расчет всех характеристик исследуемых антенн выполнен на частотах, распределенных равномерно с интервалом 50 МГц, в диапазоне от 9,75 до 10,75 ГГц.

При анализе характеристик АР осевого излучения в результате нескольких пробных расчетов (путем вариации относительной диэлектрической проницаемости в незначительных пределах) находилось оптимальное значение ε для достижения лучшего КНД при данных геометрических параметрах.

В расчетном модуле программного комплекса для численного решения электродинамических задач применен базовый метод моментов [4], который предусматривает разбиение всех поверхностей как проводящих, так и диэлектрических, на треугольную сетку, и в итоге он сводится к решению системы линейных алгебраических уравнений,

Обычно рекомендуется выбирать размер ребра сетки значительно меньше минимальной длины волны. Когда модель содержит диэлектрические материалы, такое же соотношение только относительно длины волны в диэлектрике должно использоваться и для сетки на поверхности диэлектрика.

В данном исследовании размер стороны треугольных сегментов принят равным $\lambda_0/30$, что обеспечило достоверность, повторяемость и электродинамическую корректность полученных результатов.

Результаты численного моделирования

На рисунках, которые приводятся ниже, проиллюстрированы, сравниваются и обсуждаются частотные зависимости характеристик направленности АР осевого излучения, обладающих слабовыраженными сверхнаправленными свойствами по сравнению с АР нормального излучения.

Свойства направленности рассматриваемых антенных решеток можно анализировать, сравнивая диаграммы (рис. 2), отображающие угловую зависимость КНД в плоскости xOz , рассчитанные и построенные для АР №1 (рис. 2, а), АР №2 (рис. 2, б) и АР №3 (рис. 2, в).

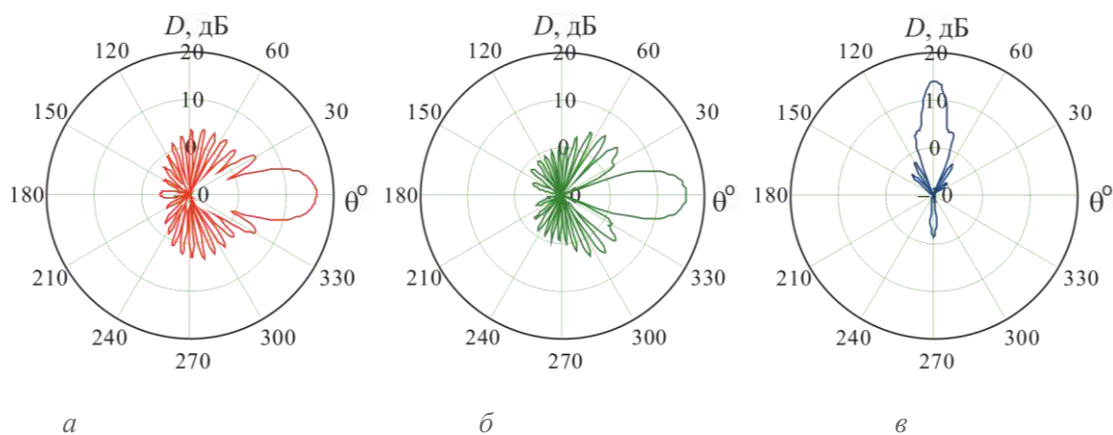


Рис. 2

Графики, изображенные на рис. 2, а, б иллюстрируют тот факт, что для моделей волноводно-щелевой АР №1 и АР №2 максимум КНД ориентирован в направлении оси волновода, т.е. реализован режим осевого излучения (направление максимума главного лепестка ДН $\theta = 0^\circ$), при котором главный лепесток ДН практически осесимметричен.

Аналогичная диаграмма, выбранная для сравнения и характеризующая КНД АР №3, иллюстрирует режим нормального излучения (рис. 2, в). Как и следовало ожидать, расчеты показали, что в этом случае главный лепесток ДН при $\theta = 90^\circ$ (плоскость xOy) значительно шире, чем в ДН АР осевого излучения. Кроме того, следует отметить заметный уровень заднего лепестка.

Для более детального сравнения были проведены аналогичные расчеты, относящиеся к двум другим моделям антенн. Одна из них – это односторонняя волноводно-щелевая АР, по всем своим параметрам аналогичная АР №1, за исключением того, что излучающие щели расположены только на одной стенке питающего волновода (обозначим ее как АР №4). Вторая представляет собой диэлектрическую стержневую антенну (ДСА) осевого излучения прямоугольного сечения, возбуждаемую отрезком волновода. Размеры поперечного сечения стержня соответствуют сечению волновода, продольный размер всей антенны и диэлектрическая проницаемость материала стержня такие же, как и у моделей АР осевого излучения, рассмотренных выше. Это позволит далее достаточно корректно сравнить характеристики всех представленных моделей антенн.

Ниже представлены диаграммы КНД АР № 4 (рис. 3, а), и ДСА (рис. 3, б). На первом из них нетрудно отметить заметную асимметрию и большую ширину главного лепестка ДН. Попытки добиться осевой симметрии главного лепестка ДН и увеличения КНД в односторонней АР путем небольшой вариации значений ϵ нужного результата не принесли.

Особенности свойств направленности для всех рассматриваемых моделей антенн можно анализировать, рассматривая кривые рис. 4, отображающие изменения максимального коэффициента направленного действия D при вариации частоты.

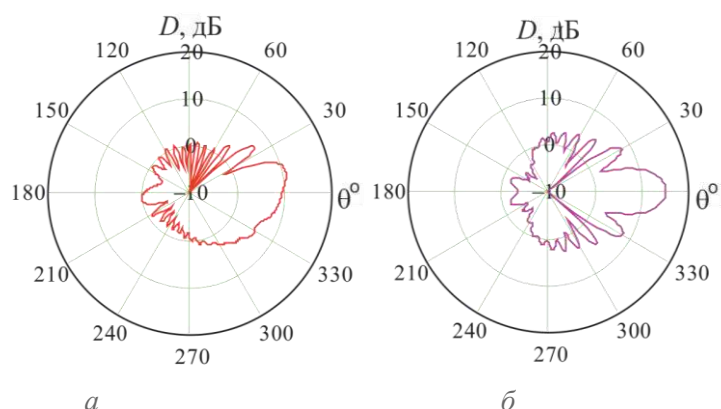


Рис. 3

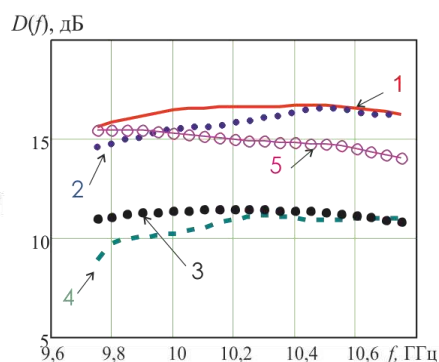


Рис. 4

Цифры на этом рисунке обозначают их принадлежность соответствующих кривых таким конструктивным вариантам антенн:

- 1 – двусторонняя АР продольного излучения (АР №2);
- 2 – двусторонняя АР продольного излучения (АР №1);
- 3 – односторонняя АР нормального излучения (АР №3);
- 4 – односторонняя АР продольного излучения (АР №4);
- 5 – диэлектрическая стержневая антенна (ДСА).

В таблице приведены результаты и параметры исследованных вариантов волноводно-щелевых АР. В ней использованы такие обозначения: n – общее количество щелей; $\Delta\theta_{0,5}^E$ ($\Delta\theta_{0,5}^H$) – ширина главного лепестка ДН по уровню половинной мощности в плоскости вектора \vec{E} (или \vec{H}) на частоте f_{max} , соответствующей максимальному КНД; ξ_1 – наибольший уровень первого бокового лепестка.

Модели антенн	Геометрические параметры			Максимальный КНД, дБ	Максимальный КУ, дБ	f_{max} , ГГц	Параметры диаграммы направленности		
	L/λ_0	d/λ_0	n				$\Delta\theta_{0,5}^H$	$\Delta\theta_{0,5}^E$	ξ_1
АР №1	6	$0,25\lambda_0$	41	16,6	15,4	10,45	24,1	21,2	-11,3
АР №2	5,75	$0,25\lambda_0$	41	17,1	17,1	10,45	23,02	22,5	-10,4
АР №3	6	$0,5\lambda_0$	8	14,1	7,3	10,2	82,03	11	-10,1
АР №4	6	$0,25\lambda_0$	21	13,3	4,6	10,3	84	21	-2,84
ДСА	6	-	-	15,45	15,45	9,8	21,7	21,49	-7,0

Приводимые в таблице данные в достаточной мере иллюстрируют преимущество АР №1, которая по сравнению с АР №3 обеспечивает выигрыш по КНД в 2,5 дБ, еще больший выигрыш равный 3,0 дБ имеет АР №2. При этом в обоих конструктивных вариантах антенн осевого излучения их главный лепесток ДН обладает практически осевой симметрией.

В то же время решетка нормального излучения, выбранная для сравнения, в силу своих конструктивных особенностей и режима работы принципиально не обладает такой особенностью, что является ее существенным недостатком.

Обсуждение результатов

Исходя из данных, приведенных на рис. 2 и 3 и в таблице, можно заключить, что максимальный КНД в решетках осевого излучения существенно превышает КНД решетки в режиме нормального излучения. Причем АР №2 по сравнению с АР №1 показала дополнительный рост КНД на 0,5 дБ.

Этот эффект достигается за счет того, что АР №2 при отсутствии поглощающего элемента оканчивается открытым концом волновода и расстояние s от крайних щелей до кромки этого конца волновода выбрано примерно равным шагу решетки.

Часть энергии поля в волноводе, ранее терявшаяся в поглотителе, расходуется на излучение из открытого конца, при этом фазировка излучаемого им поля должна соответствовать излучению всей системы щелей.

Отсутствие поглощающего элемента привело к тому, что коэффициент усиления у АР №2 на 1,7 дБ больше, поскольку терявшаяся часть мощности способствует излучению в осевом направлении. Отметим, что потери в металле и диэлектрике, а также на отражение, для всех конструктивных вариантов антенн при этом не учтены. Расчеты показывают, что АР №1 имеет КПД=0,75, а КПД АР № 2 (при тех же условиях) максимален

В рассмотренных конструктивных вариантах количество щелей в АР нормального излучения гораздо меньше по сравнению с АР осевого излучения (при одинаковых габаритных размерах), поэтому излучаемая ею мощность меньше, следовательно, теряемая в поглотителе – больше, коэффициент усиления и КПД (0,21) оказываются значительно меньше.

Из этого следует, что конструктивные варианты АР осевого излучения обладают дополнительными преимуществами в сравнении с решеткой нормального излучения. Аналогичный вывод может быть сделан при сопоставлении характеристик АР осевого излучения и ДСА.

Можно предположить, что АР осевого излучения обладают слабыми сверхнаправленными свойствами, если окажется, что их КНД превышает КНД синфазного равномерно возбужденного раскрыва антенны тех же размеров.

Наличие такой особенности можно проиллюстрировать, оценив КНД антенны с равномерно возбужденной синфазной апертурой площадью S , если принять ее размеры равными размерам излучающей части волноводно-щелевой АР. Допустим, что в такой решетке имеется 21 поперечно ориентированная полуволновая щель (как в рассмотренных выше АР) и расположены они на одной широкой стенке волновода с шагом $d = 0,25 \lambda_0$, тогда площадь излучающего раскрыва

$$S \cong (N - 1)d \cdot l = 20 \cdot 0,25\lambda_0 \cdot 0,5\lambda_0 = 2,5\lambda_0^2,$$

Основываясь на этом, приближенно можно определить КНД:

$$D \cong 4\pi S / \lambda^2 = 10\pi.$$

Что составляет 15 дБ, это на 1,6 дБ меньше КНД АР №1 и на 2,1 дБ, чем КНД АР №2. Следовательно, в определенном смысле эти антенны обладают свойствами «слабой сверхнаправленности»¹, поскольку их КНД превышает КНД синфазного раскрыва той же площади. Однако нужно принять во внимание, что в формировании поля АР осевого излучения участвуют две (как в АР №1) или даже три (как в АР № 2) поверхности. И в этом случае корректнее будет сопоставлять характеристики антенн имеющих одинаковый излучающий объем.

Поэтому, сравнивая свойства решетки осевого излучения и диэлектрической стержневой антенны, отметим, что при одинаковом излучающем объеме, например, АР №2 имеет по КНД преимущество в 1,65 дБ. Можно заключить, что волноводно-щелевые антенные решетки осевого излучения обладают свойством так называемой «слабой сверхнаправленности», и это отражено в заголовке данной статьи.

¹ Термин был впервые предложен проф. И.М. Полищуком

Выводы

Результаты, приведенные в статье, базируются на корректном численном моделировании дифракционной задачи. При этом рассмотрены и проанализированы свойства направленности многощелевых АР на основе заполненного диэлектриком металлического волновода прямоугольного сечения с узкими прямоугольными щелями, прорезанными в двух широких стенках. Исследованы два варианта конструктивного исполнения такой антенны: с поглощающим элементом и без него, но с открытым излучающим концом волновода.

Наличие этих конструктивных особенностей привело (в сравнении с АР нормального излучения) к существенному сужению главного лепестка ДН в плоскости ортогональной по отношению к оси АР, и, как следствие к заметному возрастанию КНД.

Как показали расчеты, предложенные конструкции решеток осевого излучения имеют осесимметричный главный лепесток ДН и повышенный КНД в сравнении с решеткой нормального излучения и диэлектрической стержневой антенной, имеющими аналогичные габаритные размеры. Такие особенности рассмотренных выше волноводно-щелевых АР обусловлены реализацией в них режима осевого излучения при помощи двусторонней щелевой излучающей поверхности.

И здесь следует отметить, что для успешного получения заметного выигрыша по КНД шаг решетки осевого излучения не должен превышать трети длины волны в свободном пространстве. При этом конструкция такой решетки без поглощающего элемента, но с открытым излучающим концом волновода дает дополнительный прирост КНД, коэффициента полезного действия и, следовательно, коэффициента усиления.

Представленные выше данные позволяют указать на возможную перспективу исследований с целью улучшения свойств АР осевого излучения – это оптимизация амплитудно-фазового возбуждения щелей, а также исследование характеристик аналогичных конструкций волноводно-щелевых решеток на основе круглого волновода.

Перспективным направлением практического использования может оказаться, в частности, применение таких АР в качестве облучателя в двухзеркальных конструкциях параболических антенн. Здесь положительную роль сыграет осесимметричность главного лепестка ДН и возможность улучшить облучение малого зеркала, не увеличивая при этом поперечный размер облучателя. В свою очередь малые поперечные размеры такой АР поспособствуют снижению влияния эффектов затенения и реакции зеркала на облучатель (в том числе для однозеркальных параболических антенн).

Список литературы: 1. *Balanis, C. A. Modern antenna handbook.* John Wiley & Sons, Canada, 2008. – 1680 p. 2. *Жук, М.С., Молочков, Ю.Б.* Проектирование антенно-фидерных устройств. – М. ; Л.: Энергия, 1966. – 648 с. 3. *Ерохин, Г.А., Чернышев, О.В., Козырев, Н.Д., Кочержевский, Г.Н.* Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн. – М. : Горячая линия – Телеком, 2004. – 491 с. 4. *Банков, С.Е., Курушин, А.А.* Расчет излучаемых структур с помощью. – М. : ЗАО «НПП «Родник», 2008. – 245 с.

*Одесская национальная академия связи
имени О.С. Попова*

Поступила в редколлегию 12.09.2016

МЕТОД АНАЛИЗА НЕОДНОРОДНОСТЕЙ В ПОЛОСКОВО-ЩЕЛЕВЫХ СТРУКТУРАХ. ЧАСТЬ 1: АНАЛИЗ СКАЧКА ШИРИНЫ В МИКРОПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ МЕТОДОМ ПОПЕРЕЧНОГО РЕЗОНАНСА

Введение

Существующие методики расчета скачка ширины в полосковой линии передачи разрабатывались достаточно давно, в 80-е годы прошлого столетия. Помимо традиционного метода согласования мод исследователи использовали различные приближенные методики анализа такой неоднородности [1 - 5]. Для классической ступенчатой неоднородности метод согласования мод с использованием формализма обобщенных матриц рассеяния обеспечивает требуемую при проектировании фильтрующих устройств точность расчета. Однако в современных планарных микроволновых схемах используются элементы вида *defected ground plane*, то есть отверстия различной формы в металлизированной подложке. В этих случаях метод согласования мод уже не применим, поскольку такие неоднородности не описываются в рамках плоско-поперечных стыков. Нами в [6, 7] была предложена техника анализа скачка ширины в микрополосковой линии передачи методом поперечного резонанса, в которой для алгебраизации краевой задачи использовалось разложение электромагнитного поля в плоскости микрополосковой линии передачи (в области между линией передачи и экраном) по базисным функциям волновода сложного сечения (П- или Г-образного, в зависимости от граничных условий). Несмотря на высокую точность расчета, недостатком этого алгоритма является зависимость решения для спектра собственных частот резонатора с неоднородностью от частоты и числа учитываемых Н- и Е-волн в окне связи на границе раздела сред. Чем ниже частота – тем большее число волн требовалось учесть, чтобы получить гладкую кривую для спектра собственных частот резонатора.

Целью данного исследования является усовершенствование методики анализа скачка ширины в микрополосковой линии передачи конечной длины методом поперечного резонанса. Предлагаемый способ алгебраизации краевой задачи на собственные частоты резонатора основан на выражении плотности тока в неоднородной полосковой линии передачи через векторные потенциалы, которые определяются в терминах собственных функций волноводов сложного сечения с прямоугольными координатными границами. В перспективе, такая техника алгебраизации позволяет расширить круг решаемых задач до трехмерных планарных структур со щелевыми неоднородностями в заземляющей плоскости.

Постановка и решение краевых задач методом поперечного резонанса

Рассмотрим для начала обычный скачок ширины в микрополосковой линии передачи с w_1 на w_2 , рис. 1 (вид сверху и поперечное сечение двухслойной планарной структуры). Первый слой представляет собой диэлектрическую подложку высотой h с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_r , второй слой имеет воздушное заполнение ($\epsilon_{r2} = 1$). Согласно методу поперечного резонанса, анализируемая структура с неоднородностью помещается в резонатор с идеальными электрическими (e.w.) или магнитными (m.w.) стенками по продольной оси z .

В качестве примера, рассмотрим алгоритм анализа спектра собственных частот «электрической» краевой задачи. Решение уравнения Гельмгольца для векторных потенциалов «электрической» краевой задачи в каждой двух из частичных областей $i=1,2$ (рис. 1) записывается в виде двойных рядов Фурье:

$$\begin{aligned}
 A_{ey,i} &= \sum_{m=1} \sum_{n=1} P_{mn} \cos k_{xm} x \sin k_{zn} z F_{ei,mn}(y) = \sum_{m=1} \sum_{n=1} \Phi_{mn}(x,z) F_{ei,mn}(y), \\
 A_{hy,i} &= \sum_{m=1} \sum_{n=0} P_{mn} \sin k_{xm} x \cos k_{zn} z F_{hi,mn}(y) = \sum_{m=1} \sum_{n=0} \Psi_{mn}(x,z) F_{hi,mn}(y),
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

где $k_{xm} = \pi(2m-1)/2A$, $k_{zn} = \pi n/L$ и

$$P_{mn} = \sqrt{\frac{2}{A}} \sqrt{\frac{2 - \delta_{n0}}{L}} \frac{1}{\chi_{mn}}, \quad \chi_{mn}^2 = k_{xm}^2 + k_{zn}^2,$$

$i=1,2$ – номер частичной области.

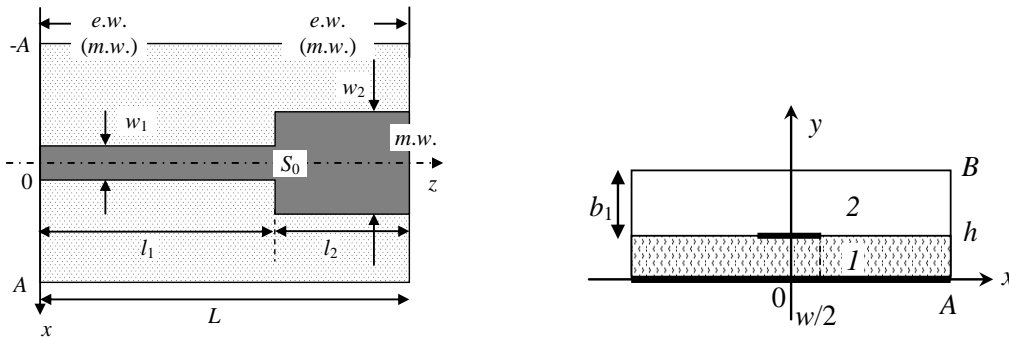


Рис. 1. Топология резонатора с неоднородностью для решения краевой задачи вида e.w.-e.w. или m.w.-m.w.

Функции $F_{e(h)i,mn}(y)$ с неизвестными коэффициентами разложения имеют вид [6]:

$$\begin{aligned}
 F_{e1,mn}(y) &= R_{1mn} \frac{\cos k_{y1mn} y}{\sin k_{y1mn} h} \frac{1}{k_{y1mn}}, \quad F_{e2,mn}(y) = R_{2mn} \frac{\cos k_{y2mn}(B-y)}{\sin k_{y2mn} b_1} \frac{1}{k_{y2mn}}, \\
 F_{h1,mn}(y) &= T_{1mn} \frac{\sin k_{y1mn} y}{\sin k_{y1mn} h}, \quad F_{h2,mn}(y) = T_{2mn} \frac{\sin k_{y2mn}(B-y)}{\sin k_{y2mn} b_1},
 \end{aligned}$$

где $k_{yi,mn}^2 = k_0^2 \varepsilon_{ri} - k_{xm}^2 - k_{zn}^2$ и $R_{e1(2),mn}$, $R_{h1(2)mn}$ – неизвестные коэффициенты разложения в двойные ряды Фурье. Термины «электрическая» и «магнитная» краевые задачи соответствуют граничным условиям на продольных границах резонатора по оси z . Компоненты электромагнитного поля в плоскости (x,z) рассчитываются через векторные потенциалы по формулам:

$$\begin{aligned}
 E_{t,i} &= \sum_{m=1} \sum_{n=0} [\nabla \Psi_{mn}(x,z) \times e_y] F_{hi,mn}(y) + \frac{1}{jk_0 \varepsilon_{ri}} \sum_{m=1} \sum_{n=1} \nabla \Phi_{mn}(x,z) \frac{d}{dy} F_{ei,mn}(y), \\
 H_{t,i} &= \sum_{m=1} \sum_{n=1} [\nabla \Phi_{mn}(x,z) \times e_y] F_{ei,mn}(y) - \frac{1}{jk_0} \sum_{m=1} \sum_{n=0} \nabla \Psi_{mn}(x,z) \frac{d}{dy} F_{hi,mn}(y).
 \end{aligned}$$

В отличие от [6, 7], в данной работе для алгебраизации краевой задачи плотности токов в неоднородной полосковой линии S_0 в плоскости $y=h$ описывается в терминах электрического $J_{e,n}(x,z)$ и магнитного $J_{h,n}(x,z)$ векторных потенциалов ($k_0 = \omega/c$):

$$\begin{aligned}
 J_z &= \sum_{n=1} \frac{d}{dx} J_{e,n}(x,z) \cdot C_{e,n} - \frac{1}{j \cdot k_0} \sum_{n=1} \frac{d}{dz} J_{h,n}(x,z) C_{h,n}, \\
 J_x &= - \sum_{n=1} \frac{d}{dz} J_{e,n}(x,z) \cdot C_{e,n} - \frac{1}{j \cdot k_0} \sum_{n=1} \frac{d}{dx} J_{h,n}(x,z) C_{h,n},
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

где $C_{e(h),n}$ – неизвестные коэффициенты разложения, а функции $J_{e(h),n}(x, z)$ удовлетворяют уравнению Гельмгольца:

$$\Delta_{\perp} J_{e(h),n}(x, z) + \chi_{e(h)q}^2 J_{e(h),n}(x, z) = 0, \quad (3)$$

$\chi_{e(h)q}^2$ – собственные числа двумерной краевой задачи для векторных потенциалов плотности токов, и граничным условиям на открытых границах полосковой линии $x = \pm w_{1(2)}/2$:

$$\left. \frac{dJ_h(x, z)}{dn} \right|_S = 0, \quad J_e(x, z)|_S = 0.$$

На продольных границах $z = 0$ и $z = L$ граничные условия соответствуют условиям краевой задачи для объемного резонатора. Нормировка базисных функций имеет вид, традиционный для волноводных краевых задач:

$$\int_{S_{MSL}} [\nabla J_{e(h),n}(x, z)]^2 dS = \chi_{e(h),n}^2 \int_{S_{MSL}} J_{e(h),n}^2(x, z) dS = 1.$$

Использование разложения (2) для описания плотности токов позволяет получить хорошую сходимость тригонометрических рядов, с помощью которых записываются векторные потенциалы $J_{e(h),n}(x, z)$. При решении задачи на собственные функции и собственные значения для области с прямоугольными координатными границами методом частичных областей внутренние суммы в рядах сходятся как $O(n^{-3})$. Пример решения краевой задачи для векторных потенциалов плотности тока для случая «электрической» задачи приведен в Приложении.

Из условий непрерывности поля на границе раздела сред в плоскости $y = h$ с учетом (2) получается система из двух матричных уравнений относительно неизвестных коэффициентов разложения $C_{e(h),n}$:

$$\begin{aligned} & - \sum_{l=1} C_{h,l} \sum_{m=1} \sum_{n=0} \left(\alpha_{h,q,mn}^m \alpha_{h,l,mn}^m \frac{1}{F_{h,mn}} + \frac{1}{k_0^2 \epsilon_r} \frac{1}{F_{e,mn}} \beta_{h,q,mn}^m \beta_{h,q,mn}^m \right) + \\ & + jk_0 \sum_{l=1} C_{e,l} \sum_{m=1} \sum_{n=0} \alpha_{h,q,mn}^m \gamma_{h,l,mn}^m \frac{1}{F_{h,mn}} = 0, \\ & - \sum_{l=1} C_{h,l} \sum_{m=1} \sum_{n=0} \gamma_{h,q,mn}^m \alpha_{h,l,mn}^m \frac{1}{F_{h,mn}} + jk_0 \sum_{l=1} C_{e,l} \sum_{m=1} \sum_{n=0} \gamma_{h,q,mn}^m \gamma_{h,l,mn}^m \frac{1}{F_{h,mn}} = 0. \end{aligned}$$

Интегралы связи в системе имеют вид (здесь интегрирование выполняется по площади, занимаемой неоднородной полосковой линией):

$$\begin{aligned} \alpha_{h,q,mn}^m &= \int_{S_{MSL}} \nabla J_{h,q}(x, z) [\nabla \psi_{mn}(x, z) \times e_y] dS, \\ \beta_{h,q,mn}^m &= \int_{S_{MSL}} \nabla J_{h,q}(x, z) \nabla \phi_{mn}(x, z) dS, \\ \gamma_{h,q,mn}^m &= \int_{S_{MSL}} [\nabla J_{e,q}(x, z) \times e_y] \cdot [\nabla \psi_{mn}(x, z) \times e_y] dS = \int_{S_{MSL}} \nabla J_{e,q}(x, z) \cdot \nabla \psi_{mn}(x, z) dS, \end{aligned}$$

и

$$F_{e,mn} = \frac{\text{ctg}k_{y1mn}h}{k_{y1mn}} + \frac{1}{\varepsilon_r} \frac{\text{ctg}k_{y2mn}b_1}{k_{y2mn}}, \quad F_{h,mn} = k_{y1l} \text{ctg}k_{y1l}h + k_{y2l} \text{ctg}k_{y2l}b_1.$$

При выводе системы линейных алгебраических уравнений учтено равенство нулю интеграла:

$$\delta_{h,q,mn}^m = \int_{S_{MSL}} [\nabla J_{e,q}(x,z) \times e_y] \nabla \varphi_{mn}(x,z) dS = 0.$$

Аналогичным образом строится алгоритм решения «магнитной» краевой задачи, а также (при необходимости) и «гибридных» задач с условиями *m.w.-e.w.* либо *e.w.-m.w.* на продольных границах [8].

Согласно методу поперечного резонанса [9], элементы матрицы рассеяния на симметричной неоднородности (когда один из размеров, l_1 или l_2 , фиксируется) рассчитываются из решений двух краевых задач с граничными условиями на продольной границе вида *e.w.-e.w.* и *m.w.-m.w.* для резонатора относительно его изменяемого размера $l_{i,1(2)}$ (рис. 1) по формулам:

$$S_{11} = (\Gamma_2 - \Gamma_1)/2, \quad S_{12} = (\Gamma_1 + \Gamma_2)/2, \quad (4)$$

где $\Gamma_{1(2)} = \exp(2j\beta_z l_{i,1(2)})$, β_z – постоянная распространения основной волны в регулярной микрополосковой линии передачи. Таким способом рассчитывается матрица рассеяния на отрезке микрополосковой линии передачи, индуктивном (узком) или емкостном (широком) в зависимости от того, какой из размеров, l_1 или l_2 , фиксируется, рис. 2. Минимум коэффициента отражения (резонансное пропускание) определяется точками пересечения спектральных кривых, полученных из решения обеих краевых задач.

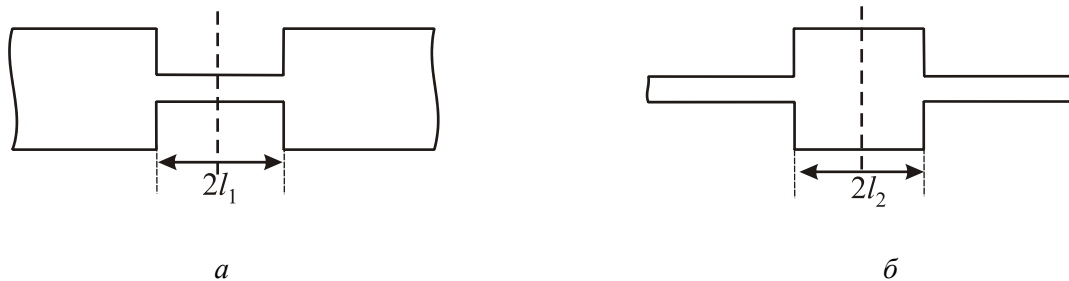


Рис.2. Индуктивная (а) и емкостная (б) неоднородности в микрополосковой линии передачи

Особенности реализации численных алгоритмов и результаты численных расчетов

Анализ неоднородностей выполнен для материала подложки Ro3010 толщиной $h=0.635$ мм с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_r=10.2$. В численных расчетах суммирование в двойных рядах Фурье (1) было ограничено до 600 членов ряда, в выражениях для векторных потенциалов плотности тока учитывали по две ($N_m = 2$) собственные функции $J_{h,n}, J_{e,n}, n = 1..N_m$. Рассматриваемый диапазон частот, доступный нам для измерений – $1.0 \div 6.0$ ГГц. Преимущество алгоритма, в отличие от ранее разработанного [6], состоит в том, что во всем частотном диапазоне учитывается одинаковое число типов волн $N_m = 2$ в разложениях векторных потенциалов плотности тока в полосковой линии.

Рассмотрим сначала результаты расчетов характеристик рассеяния на скачках ширины в микрополосковой линии передачи конечной длины, т.е. на индуктивной и емкостной неоднородностях в микрополосковой линии передачи (рис. 2, а, б). Для определенности, длины ступенчатых неоднородностей примем $\lambda/16$ на центральной частоте 3.0 ГГц. Особенностью алгоритма является достаточно хорошо локализованные и быстро рассчитываемые собственные числа χ_h для магнитного векторного потенциала $J_{h,n}$ (шаг итерации для поиска корня уравнения равен $t=10^{-3}$ мм⁻¹) и сложно определяемые корни χ_e для векторного потенциала $J_{e,n}$ ($t=10^{-6}-10^{-7}$ мм⁻¹). Зависимости первых двух корней уравнения для определения собственных чисел двумерных функций плотности тока (см. Приложение) для электрической и магнитной краевых задач приведены на рис. 3, а, б. Начальная точка поиска корней уравнения для собственных чисел χ_h для электрической краевой задачи равна $2\pi/3L_s$, а для собственных чисел $\chi_e - 2\pi/w_2$. На рис. 3, в приведены спектры собственных частот резонатора с индуктивной неоднородностью в микрополосковой линии, полученные из решения электрической и магнитной краевых задач. Размеры структуры (мм): $w_1=0.24$, $w_2=1.16$, длина индуктивного отрезка $2 \cdot l_1=2.4$. Размеры экрана приняты равными $A=10.0$, $B=8.635$. Точка пересечения спектральных кривых показывает резонансный минимум коэффициента отражения на характеристике.

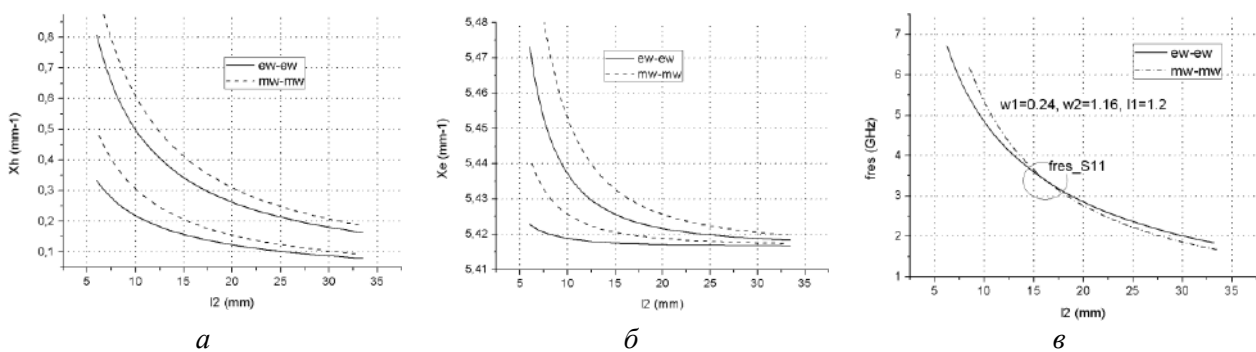


Рис. 3. а – собственные числа для магнитного векторного потенциала J_h ; б – собственные числа для электрического векторного потенциала J_e , описывающего плотность поверхностных токов в неоднородной линии передачи; в – спектр собственных частот, полученный из решения краевых задач для индуктивной неоднородности в микрополосковой линии

Для расчета матрицы рассеяния на неоднородности необходимо решать обратные краевые задачи, то есть рассчитывать размер резонатора l_2 на каждой заданной частоте f , что требует больших затрат машинного времени, поскольку на каждом шаге надо считать интегралы связи $\alpha_{h,q,mn}^m$, $\beta_{h,q,mn}^m$, $\gamma_{h,q,mn}^m$. Поэтому, как и в [6], для численного расчета элементов матрицы рассеяния методом поперечного резонанса по формулам (4) была использована

аппроксимация спектральных кривых полиномами 7-го порядка. На рис. 4 представлены характеристики коэффициентов отражения и передачи основной волны микрополосковой линии на индуктивных (рис. 2, а) неоднородностях для трех разных значений отношения w_2/w_1 . Основная линия передачи имеет ширину $w_2=2.62$ мм, а длины индуктивных отрезков равны $\lambda/16$ (отрезки такой длины используются для проектирования укороченных переходов и фильтров).

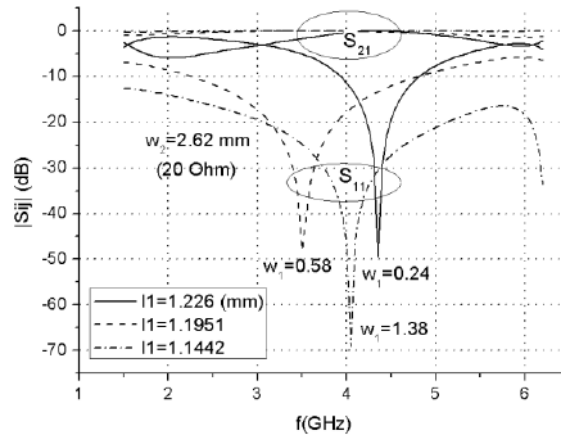


Рис. 4. Характеристики рассеяния на индуктивной неоднородности в микрополосковой линии передачи

Далее рассмотрим результаты расчетов характеристик рассеяния на емкостной неоднородности в микрополосковой линии передачи (рис. 2, б). В этом случае при решении краевой задачи фиксируется размер l_2 , и ищутся корни уравнения для собственных частот резонатора в зависимости от расстояния до неоднородности l_1 (рис. 1). Кривые зависимости собственных чисел векторных потенциалов для плотности тока в неоднородной полосковой линии показаны на рис. 5, а, б (первые два корня трансцендентного уравнения для собственных чисел электрического и магнитного векторных потенциалов). Расчеты выполнены для скачка ширины полосковой линии с $w_1=0.58$ на $w_2=2.42$ мм ($l_2=1.0$). Видно, что в этом случае собственные числа χ_e , получаемые из решения краевой задачи для электрического векторного потенциала $J_{e,n}$, остаются практически постоянными (рис. 5, б).

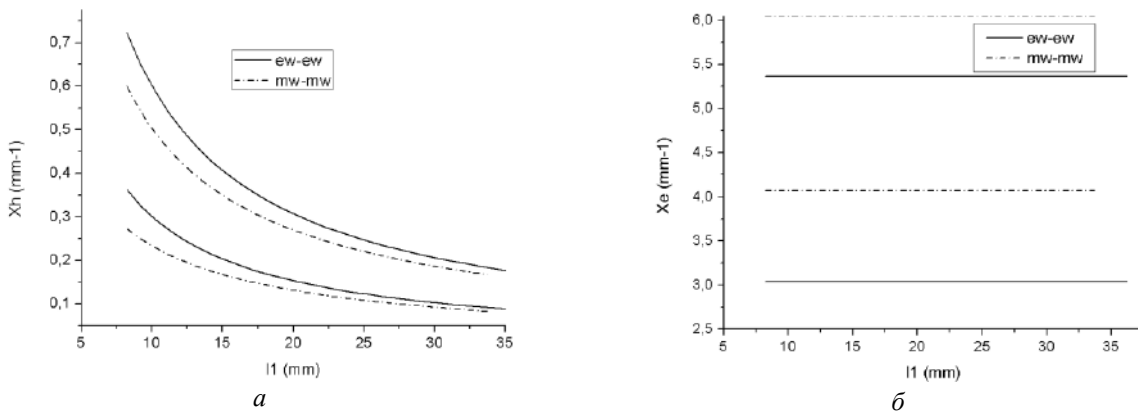


Рис. 5. а – собственные числа векторных потенциалов J_n ; б – собственные числа векторных потенциалов J_e , описывающих плотность поверхностных токов в неоднородной полосковой линии передачи для емкостной неоднородности в микрополосковой линии

На рис. 6, а показан спектр собственных частот, полученных из решения электрической и магнитных краевых задач, в зависимости от отношения ширины полосковых линий w_2/w_1 при фиксированной ширине $w_1=0.58$ мм и $l_2=1.0$ мм (длина отрезка $l=2l_1=2.0$ мм соответствует длине $\lambda/16$ на частоте 3.0 ГГц), а на рис. 6, б – полученные из него методом поперечного резонанса характеристики коэффициентов отражения и пропускания на емкостной неоднородности в микрополосковой линии передачи. Видно, что характеристика рассеяния на

емкостной неоднородности в микрополосковой линии передачи в широком диапазоне частот (от 1.5 до 6 ГГц) – гладкая, и не содержит точек резонансного отражения или пропускания.

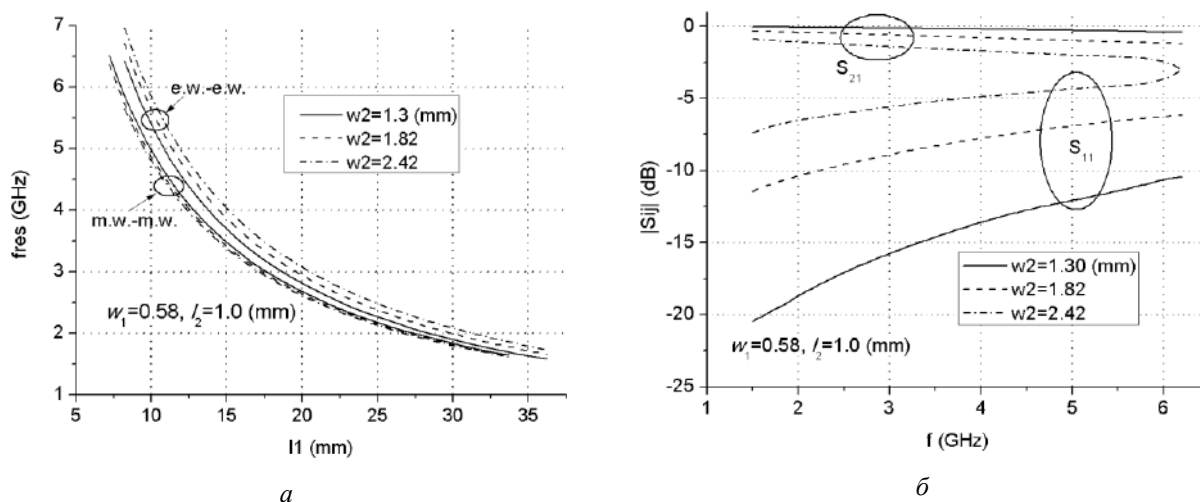


Рис. 6. *a* – спектр собственных частот, полученный из решения краевых задач для емкостной неоднородности в микрополосковой линии передачи; *б* – частотные зависимости коэффициентов отражения и передачи на емкостной неоднородности в зависимости ширины «емкостного» отрезка линии передачи длиной $2 \cdot l_2 = 2.0$ мм

Заключение

Таким образом, усовершенствованы алгоритмы для анализа неоднородностей в виде скачка ширины в микрополосковой линии передачи конечной длины (индуктивной или емкостной неоднородностей) методом поперечного резонанса. При этом для алгебраизации краевой задачи использованы выражения для плотности тока в неоднородной полосковой линии через магнитный и электрический векторные потенциалы. Векторные потенциалы, в свою очередь, представляют собой волноводные функции (ортогональный базис), которые получаются из решения двумерной краевой задачи на собственные функции и собственные значения в области, занимаемой нерегулярной полосковой линией. Преимущество предложенной методики состоит в том, что порядок усечения рядов по собственным функциям (векторным потенциалам) остается постоянным при анализе неоднородности в широком диапазоне частот. Алгоритмы хорошо сходятся и для обеспечения точности расчета резонансных частот порядка 10^{-2} (ГГц), достаточно учесть две-три собственные функции в разложениях электрического и магнитного векторных потенциалов плотности тока.

Список литературы: 1. *Farrar, A., Adams, A. T.* Matrix Methods for Microstrip Three-Dimensional Problem // IEEE Trans. on Microw. Theory and Techn. – 1972. – Vol. 20, No 8. – P. 497-504. 2. *Railton, C.J., Rozzi, T.* The Rigorous Analysis of Cascade'd Step Discontinuities in Microstrip // IEEE Trans. on Microw. Theory and Techn. – 1988. – Vol. 36, No 7. – P. 1177 – 1184. 3. *Koster, N. H. L., Jansen, R. H.* The Microstrip Step Discontinuity: A Revised Description // IEEE Trans. on Microw. Theory and Techn. – 1986. – Vol. 34, No. 2. – P. 213-222. 4. *Chu, S., Itoh, T.* Analysis of Microstrip Step Discontinuity by the Modified Residue Calculus Technique // IEEE Trans. on Microw. Theory and Techn. – 1985. – Vol. 33, No 10. – P. 1024-1028. 5. *Chen, Y., Beker, B.* Study of Microstrip Step Discontinuities on Bianisotropic Substrates Using the Method of Lines and Transverse Resonance Technique // IEEE Trans. on Microw. Theory and Techn. – 1994. – Vol. 42, No. 10. – P. 1945-1950. 6. *Rassokhina, Yu. V., Krizhanovski, V. G.* Microstrip Line Transformator Design by Transverse Resonance Technique // Proc. of MIKON 2014, 20th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, June 16-18, Gdansk, Poland. – P. 206-208. 7. *Крыжановский, В.Г., Рассохина, Ю.В.* Анализ неоднородности в виде скачка ширины микрополосковой линии методом поперечного резонанса // 23-я междунар. Крым. конф. "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии". Севастополь, 9-13 сентября 2013 г. : материалы

конференции. – Севастополь : Вебер, 2013. – Т.2. – С. 661-662. 8. *Рассохина, Ю.В., Крыжановский, В.Г.* Режекторный фильтр на H-образном щелевом резонаторе в экранирующем слое микрополосковой линии // Радиотехника. – 2015. – Вып. 182. – С. 129—136. 9. *Itoh, T.* (Ed). Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures New York: Wiley, 1989. – 707 p.

Приложение

Решение краевых задач для векторных потенциалов плотности тока в неоднородной полосковой линии для «электрической» краевой задачи.

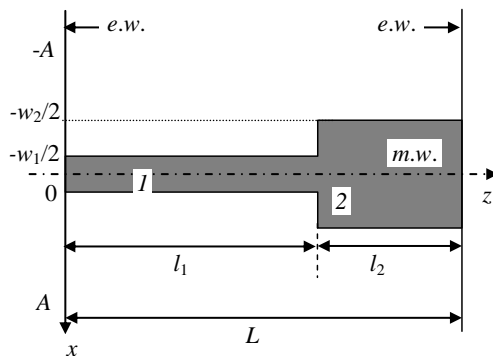


Рис. П1. Топология неоднородной в полосковой линии и разбиение ее на частичные области для решения краевых задач для векторного и магнитного потенциала

Функция магнитного векторного потенциала удовлетворяет волновому уравнению

$$\Delta J_{h,q}(x, z) + \chi_{h,q}^2 J_{h,q}(x, z) = 0,$$

и условиям на свободных и продольных границах области:

$$\frac{dJ_{hi}(\pm w_i/2, z)}{dx} = 0, i = 1, 2, \quad \frac{dJ_{hi}(0, z)}{dx} = 0, i = 1, 2, \quad J_{h1}(x, 0) = 0, \quad J_{h2}(x, L) = 0.$$

Удобно использовать нормировку базисных функций вида:

$$\chi_{h,q}^2 \int_{S_{MSL}} J_{h,q}^2(x, z) dS = 1.$$

Решение для функции $J_{h,q}(x, z)$ в частичных областях записывается в виде разложений в ряды Фурье с неизвестными коэффициентами $A_{1(2)k}$:

$$J_{h1}(x, z) = \sum_{k=0} A_{1k} \sqrt{\frac{2 - \delta_{k0}}{w_1/2}} \cos \frac{2\pi k}{w_1} x \frac{\sin k_{z1k} z}{k_{z1k} \cos k_{z1k} l_1}, \quad |x| \leq w_1/2, \quad 0 \leq z \leq l_1.$$

$$J_{h2}(x, z) = \sum_{k=0} A_{2k} \sqrt{\frac{2 - \delta_{k0}}{w_2/2}} \cos \frac{2\pi k}{w_2} x \frac{\sin k_{z2k} (L - z)}{k_{z2k} \cos k_{z2k} l_2}, \quad |x| \leq w_2/2, \quad l_1 \leq z \leq L.$$

$$k_{zik}^2 = \chi_{hq}^2 - \left(\frac{2\pi k}{w_i} \right)^2, \quad i = 1, 2.$$

Условия непрерывности функции $J_{h,q}$ на границе частичных областей имеют вид:

$$J_{h2}(x, l_1) = J_{h1}(x, l_1), \quad |x| \leq w_1/2,$$

$$\frac{dJ_{h2}(x, l_1)}{dz} = \begin{cases} \frac{dJ_{h1}(x, l_1)}{dz}, & |x| \leq w_1/2, \\ 0, & w_1/2 \leq x \leq w_2/2 \end{cases}, \quad |x| \leq w_1/2,$$

откуда получаются два однородных уравнения для коэффициентов разложения:

$$\sum_{k=0} A_{1k} \sqrt{\frac{2-\delta_{k0}}{w_1/2}} \cos \frac{2\pi k}{w_1} x = - \sum_{n=0} A_{2n} \sqrt{\frac{2-\delta_{n0}}{w_2/2}} \cos \frac{2\pi n}{w_2} x,$$

$$A_{2k} = - \sum_{m=0} A_{1m} S_{km},$$

где

$$S_{kn} = \sqrt{\frac{2-\delta_{n0}}{w_1/2}} \sqrt{\frac{2-\delta_{k0}}{w_2/2}} \cos \pi n \sin \frac{\pi k w_1}{w_2} \frac{2\pi k/w_2}{(2\pi k/w_2)^2 - (2\pi n/w_1)^2}.$$

Далее

$$\sum_{k=0} A_{2k} \sqrt{\frac{2-\delta_{k0}}{w_2/2}} \cos \frac{2\pi k}{w_2} x \frac{\tan k_{z2k} l_2}{k_{z2k}} = \sum_{n=0} A_{1n} \sqrt{\frac{2-\delta_{n0}}{w_1/2}} \cos \frac{2\pi n}{w_1} x \frac{\tan k_{z1n} l_1}{k_{z1n}},$$

$$A_{1n} \frac{\tan k_{z1n} l_1}{k_{z1n}} = \sum_{k=0} A_{2k} \frac{\tan k_{z2k} l_2}{k_{z2k}} S_{kn}.$$

В итоге получается трансцендентное уравнение для расчета собственных чисел $\chi_{h,q}^2$:

$$\sum_{m=0} A_{1m} \left[\frac{\tan k_{z1m} l_1}{k_{z1m}} \delta_{mn} + \sum_{k=0} \frac{\tan k_{z2k} l_2}{k_{z2k}} S_{km} S_{kn} \right] = 0.$$

Для электрического векторного потенциала $J_e(x, z)$ строятся аналогичные решения с разложением функции в ряды Фурье в частных областях с граничными условиями:

$$J_{ei}(\pm w_i/2, z) = 0, i = 1, 2, \quad J_{ei}(0, z) = 0, i = 1, 2, \quad \frac{d}{dz} J_{e1}(x, 0) = 0, \quad \frac{d}{dz} J_{e2}(x, L) = 0.$$

$$J_{e1}(x, z) = \sum_{k=1} A_{1k} \frac{2}{\sqrt{w_1}} \sin \frac{2\pi k}{w_1} x \frac{\cos k_{z1k} z}{\cos k_{z1k} l_1}, \quad |x| \leq w_1/2, \quad 0 \leq z \leq l_1.$$

$$J_{e2}(x, z) = \sum_{k=1} A_{2k} \frac{2}{\sqrt{w_2}} \sin \frac{2\pi k}{w_2} x \frac{\cos k_{z2k} (L-z)}{\cos k_{z2k} l_2}, \quad |x| \leq w_2/2, \quad l_1 \leq z \leq L.$$

Из уравнений непрерывности на границе частных областей выводится уравнение для собственных чисел $\chi_{e,q}^2$ электрического потенциала:

$$\sum_{m=1} A_{1m} \left[k_{z1m} \tan k_{z1m} l_1 \cdot \delta_{nm} + \sum_{k=1} k_{z2k} \tan k_{z2k} l_2 \cdot S_{km} S_{kn} \right] = 0,$$

где

$$S_{kn} = \frac{4}{\sqrt{w_1 w_2}} \cos \pi n \sin \frac{\pi k w_1}{w_2} \frac{2\pi n/w_1}{(2\pi k/w_2)^2 - (2\pi n/w_1)^2},$$

и

$$A_{2k} = \sum_{m=1} A_{1m} S_{km}.$$

Аналогично решаются краевые задачи для векторных потенциалов плотности тока «магнитной» краевой задачи (с условием магнитной стенки на продольных границах).

Донецкий национальный университет (г. Винница)

Поступила в редколлегию 23.09.2016

МИКРОВОЛНОВЫЙ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬ НА ОСНОВЕ ВОЛНОВОДНОГО ТРОЙНИКА ДЛЯ КОМПРЕССИОННОГО РЕЗОНАТОРНОГО ФОРМИРОВАТЕЛЯ ИМПУЛЬСОВ

Введение

Реализация формирователей импульсов на основе резонаторных накопителей предполагает решение ряда задач, связанных с обеспечением быстрого переключения СВЧ энергии из высокочастотного резонаторного накопителя в нагрузку, работой линий передачи при больших значениях амплитуд выходного сигнала, согласованием высокостабильного генератора накачки в процессе накопления и излучения СВЧ энергии и других [1 – 3].

Отмеченные вопросы рассмотрены в работах [1, 2], однако проблема обеспечения быстрого и с малыми вносимыми потерями переключения СВЧ энергии из резонаторного накопителя в нагрузку остается важнейшей. Для ее решения предлагаются различные способы:

быстрая перестройка частоты накопителя под частоту настройки внешнего выходного устройства, изменение вида колебаний в резонаторном накопителе, использование коммутирующих устройств интерференционного типа на основе волноводных тройников.

Последний способ наиболее проработан в экспериментальном плане. Энергия из резонатора выводится за счет быстрого изменения связи с выходной нагрузкой. Для этого используется волноводный тройник, к симметричным плечам которого подключаются резонатор и короткозамыкатель с плазменным или электронным разрядником перед ним на расстоянии $n\lambda_B/4$, где $n = 1, 3, 5, \dots$, а к третьему плечу – нагрузка. При выключенном разряднике энергия в третье плечо не ответвляется и резонатор совместно с частью тройника и разрядником функционирует как накопитель энергии. Включение разрядника (или эквивалентного ему короткозамыкателя) приводит к перемещению плоскости короткого замыкания к месту его расположения, за счет этого появляется сильная связь с нагрузкой через третье плечо. На резонансной рабочей частоте такой переключатель может обеспечивать развязку до 30 – 40 дБ.

В то же время характеристики переключателя на основе волноводного тройника будут в значительной степени зависеть от соответствия геометрии и места расположения управляемого элемента тройникового переключателя рабочей длине волны управляемого сигнала.

Цель работы – исследование изменения передаточной функции переключателя на основе волноводного тройника от формы и местоположения короткозамыкающего элемента.

Основная часть

Анализ процессов в устройстве на основе волноводного (23×10 мм) тройника в плоскости Н проводился с помощью методов математического моделирования для трех режимов работы:

1 – накопление энергии в тройнике и подсоединенном к нему волноводе при размещении короткозамыкающей заглушки на расстоянии, кратном $\lambda_B/2$, от оси симметрии тройника;

2 – передача энергии в нагрузку при размещении короткозамыкающей заглушки на расстоянии, кратном $n\lambda_B/4$ (где $n = 3, 5$);

3 – передача энергии в нагрузку при замыкании проводящим цилиндрическим проводником (эквивалентом разрядника) на расстоянии $3\lambda_B/4$ при наличии короткозамыкающей заглушки на расстоянии λ_B .

Структура поля в накопительном режиме приведена на рис. 1. Графики изменения коэффициента передачи S_{21} от частоты при расположении замыкающих заглушек на расстояниях $\lambda_B/2$, λ_B и $3\lambda_B/2$ приведены на рис. 2.

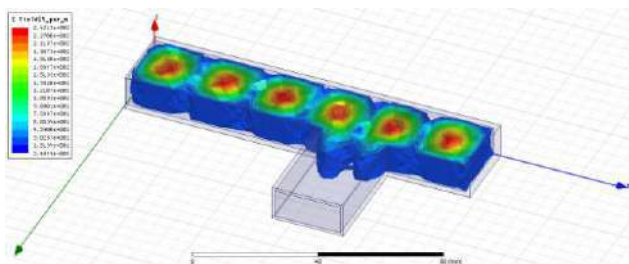


Рис. 1. Структура поля в накопительном режиме

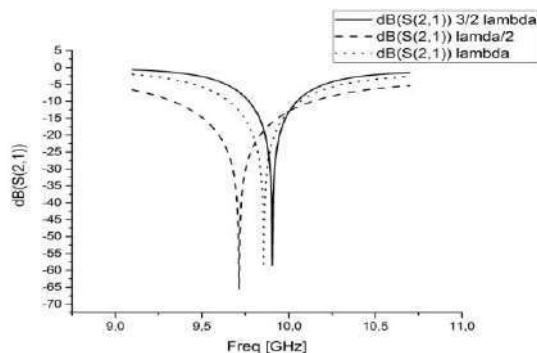


Рис. 2. Зависимости S_{21} от частоты при размещении замыкающих заглушек на расстояниях кратных $\lambda_B/2$

Графики на рис. 2 показывают, что развязка с плечом тройника, подсоединенном к нагрузке, может достигать величины ~ 65 дБ. Однако следует отметить, что условие достаточно высокого уровня развязки выполняется в узкой полосе частот. Оценки, проведенные с помощью графиков (рис. 2), показывают, что изменение частоты всего на 5 МГц может привести к ухудшению развязки на 20 дБ. Учет этого фактора приводит к следующим требованиям: точность установки замыкающей перемычки должна составлять порядка 10 – 20 мкм, нестабильность генератора накачки – не хуже 10^{-4} , добротность накопительного резонатора, включающего также и элементы тройникового переключателя – не хуже 10^4 .

Смещение экстремумов на графиках (рис. 2) при изменении расстояния размещения замыкающих нагрузок, скорее всего, связано с тем, что длина входного плеча, являющегося частью резонансной структуры, не выбиралась кратной целому числу полуволн и условие резонанса (соответственно, пространственное расположение стоячих волн) меняется при изменении общей длины.

При размещении замыкающей нагрузки на расстоянии от оси симметрии тройника, равном $n\lambda_B/4$ (где $n = 3, 5$), происходит передача энергии из тройника и связанного с ним волновода в нагрузку (рис. 3, 4).

Из графиков (рис. 4) видно, что в режиме передачи энергии в нагрузку коэффициент передачи не меняется в широком диапазоне частот, практически равном рабочему диапазону частот используемого прямоугольного волновода. При размещении замыкающей нагрузки на минимальном расстоянии ($3\lambda_B/4$) диапазон рабочих частот шире, чем в случае расстояния $5\lambda_B/4$.

Обеспечение широкой рабочей полосы частот при передаче энергии в нагрузку необходимо учитывать при реализации такого устройства, поскольку накачка энергии в резонатор-накопитель осуществляется узкополосным сигналом (непрерывным на фиксированной частоте или длинноимпульсным с высокочастотным заполнением), а

генерируемые импульсы могут иметь наносекундную длительность и, соответственно, широкий спектр, который может быть обрезан вследствие ограниченной полосы рабочих частот.

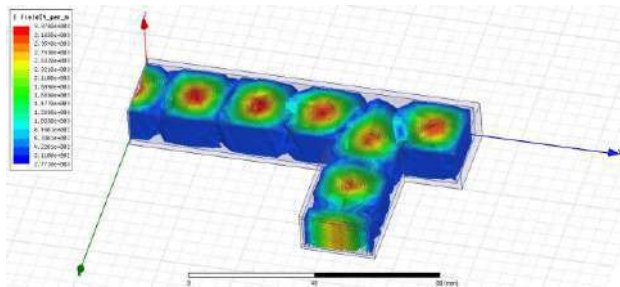


Рис. 3. Структура поля в режиме передачи энергии в нагрузку

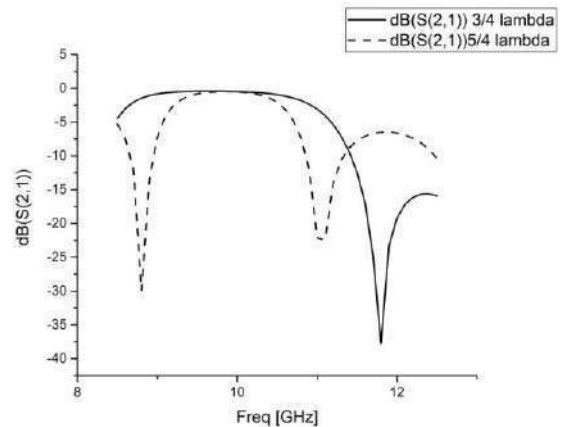


Рис. 4. Зависимости S_{21} от частоты при размещении замыкающих заглушек на расстояниях кратных $\lambda_B/4$

Поскольку на практике осуществить быстрое полное перекрытие всего поперечного сечения волновода затруднительно, для этого используются полупроводниковые переключающие элементы или при большой мощности сигнала – газовые и электроннолучевые разрядники, размещаемые в центральной части волновода.

Одним из основных условий работоспособности такого устройства является равенство коэффициента отражения волны от управляемого короткозамыкателя величине, близкой к единице.

Зажженный разрядник можно рассматривать как проводящий штырь в волноводе. При этом коэффициент отражения будет описываться соотношением [4]

$$\Gamma = -Z_C (\lambda_B / a\lambda) \cdot I \cdot \sin(\pi D / a), \quad (1)$$

где

$$I = \frac{\sin[\pi(D+r)/a]}{\frac{(Z_C / 4\pi\lambda\sigma)^{1/2}}{r} + \frac{\lambda_B}{a\lambda} \sin\left(\frac{\pi D}{a}\right) - \sin[\pi(D+r)/a]}, \quad (2)$$

D – координата штыря в волноводе (если штырь в центре, то $D = a/2$); σ – проводимость материала штыря; r – радиус штыря; $Z_C = 377$ Ом; λ_B – длина волны в волноводе; λ – длина волны в свободном пространстве; a – размер широкой стенки волновода.

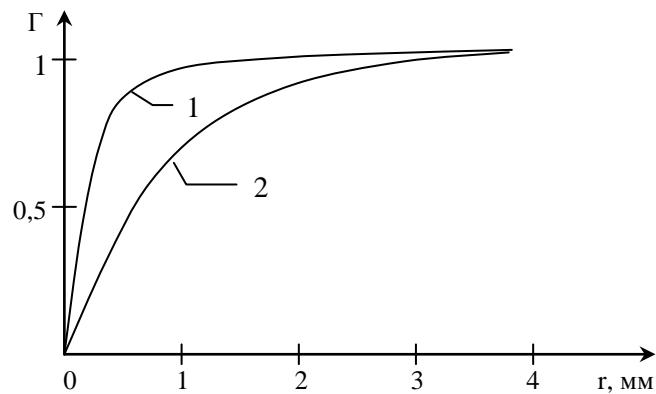


Рис. 5. Зависимость коэффициента отражения от радиуса проводящего штыря:
1 – расчет; 2 – эксперимент

На рис. 5 приведены графики зависимости коэффициента отражения от радиуса проводящего штыря, вычисленной по (1) и (2) при $\lambda = 3 \cdot 10^{-2}$ м, $a = 2,3 \cdot 10^{-2}$ м, $D = a/2$, $\sigma = 5,8 \cdot 10^7$ См/м (кривая 1), а также измеренная экспериментально для стального ($\sigma \sim 10^7$ См/м) штыря (кривая 2).

Видно, что уже при $r \sim 1$ мм величина коэффициента отражения близка к единице для теоретической кривой, хотя ход экспериментальной кривой убеждает, что достижение $\Gamma \sim 1$ при таких размерах штыря – непростая задача. Анализ соотношений (1) и (2) показывает, что в то же время зависимость Γ от σ должна быть достаточно сильной (при $\sigma \approx 1 \cdot 10^{-1}$; 10 См/м при $r = 1$ мм $\Gamma \approx 0,188$; 0,699 соответственно) [3].

Из проведенных оценок следует, что для эффективной работы разрядника необходимо обеспечить при малом диаметре плазменного или электронного столба его высокую проводимость.

Для режима передачи энергии в нагрузку при замыкании цилиндрическим проводником ($r = 1$ мм) на расстоянии от оси симметрии тройника, равном $3\lambda_B/4$, при наличии короткозамыкающей заглушки на расстоянии λ_B структура поля в тройнике (рис. 6) похожа на структуру поля при использовании замыкающей нагрузки на расстоянии $3\lambda_B/4$ (рис. 3), однако поле волны присутствует и за цилиндрическим замыкающим проводником.

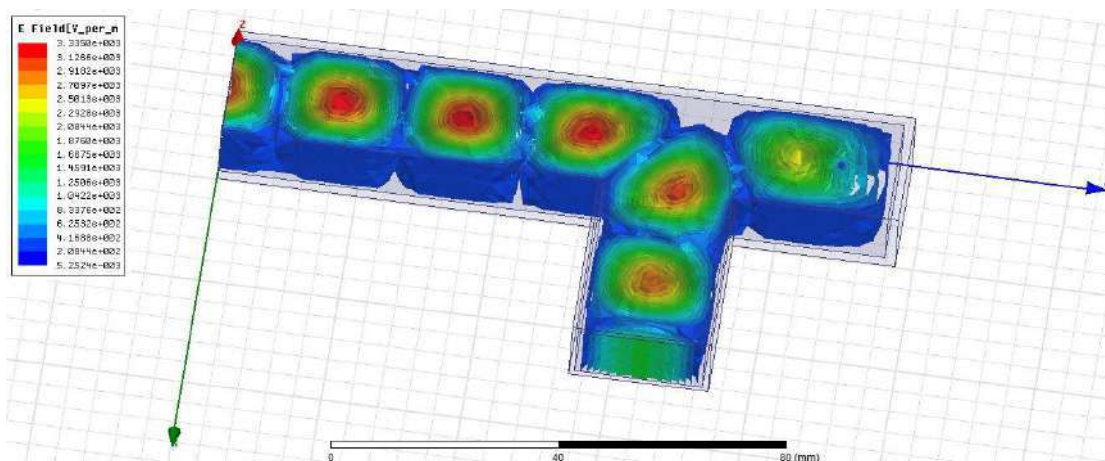


Рис. 6. Структура поля в режиме передачи энергии в нагрузку при использовании закорачивающего штыря

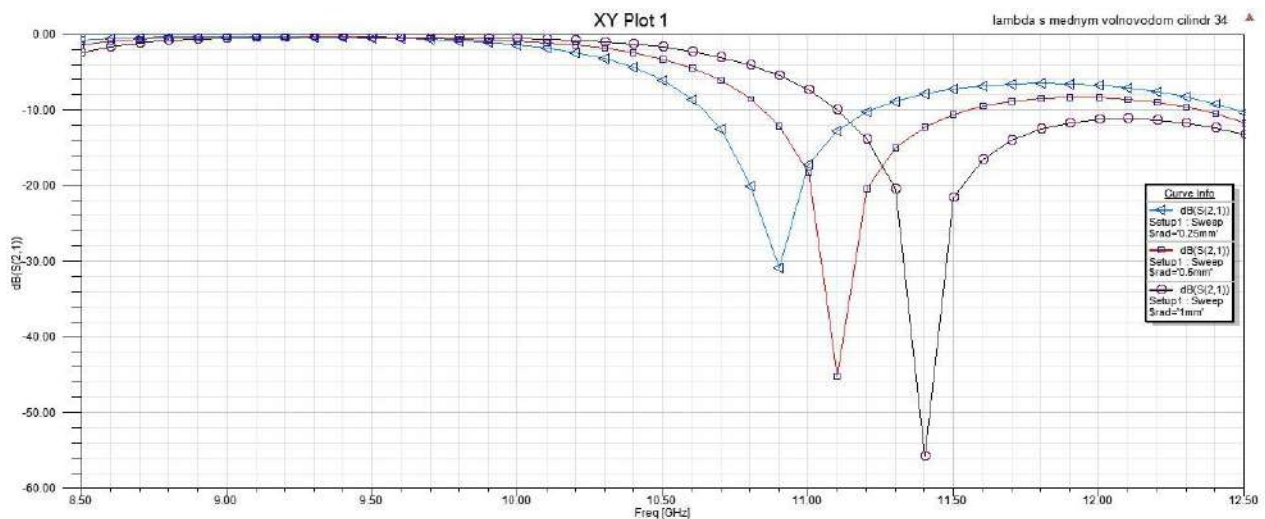


Рис. 7. Зависимости S_{21} от частоты при различных радиусах короткозамыкающего проводника

Графики частотных зависимостей коэффициента передачи от радиуса цилиндрического проводника (имитатора разрядника) приведены на рис. 7. Видно, что полоса пропускаемых частот расширяется с увеличением толщины замыкающего элемента.

Наличие экстремумов затухания в полосе рабочих частот волновода (23×10 мм) обусловлено появлением на некоторых частотах дополнительного фазового сдвига отраженной волны от системы закорачивающий проводник – замыкающая нагрузка, приводящего к нарушению условий передачи энергии колебаний в нагрузку.

Выводы

Результаты, полученные при модельных и экспериментальных исследованиях, свидетельствуют о том, что для эффективного использования микроволнового переключателя на основе волноводного тройника необходимо обеспечить высокую точность позиционирования его элементов (до 10 – 20 мкм), нестабильность генератора накачки – не хуже 10^{-4} , добротность резонатора в накопительном режиме – не хуже 10^4 , высокую проводимость управляемого регулирующего элемента и малые потери, вносимые им в режиме накопления. Кроме того, необходимо учитывать взаимодействие падающих и отраженных волн со структурой замыкающий проводник – замыкающая нагрузка и характер его изменения в зависимости от частоты, формы и размеров элементов переключателя.

Список литературы: 1. Диденко, А.Н. Мощные СВЧ-импульсы наносекундной длительности / А.Н. Диденко, Ю.Г. Юшков. – М. : Энергоатомиздат, 1984. – 112 с. 2. Диденко А.Н. СВЧ энергетика: теория и практика / А.Н. Диденко ; отв. ред. Я.Б. Данилевич. – М. : Наука, 2003. – 446 с. 3. Бондаренко, И.Н. Генерация мощных СВЧ импульсов с помощью устройств на основе сверхпроводящих резонаторов / И.Н. Бондаренко // Радиотехника. – 2003. – Вып.135. – С. 32–37. 4. Tomar, R.S. Analysis and filtering applications of two newly proposed waveguide-coaxial line junctions / R.S. Tomar, Gupta. Chinmoy Dus // J. Appl. Phys. – 1983. – V.58, N 8. – P. 4623–4628.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 07.09.2016

ЛЮМИНЕСЦЕНЦИЯ АМОРФНЫХ ДИЭЛЕКТРИКОВ, ИНДУЦИРОВАННАЯ ВЫСОКОЭНЕРГЕТИЧНЫМИ ЭЛЕКТРОНАМИ

1. Введение

Явление возбуждения оптического излучения при взаимодействии ускоренных электронов с различными материалами (катодолюминесценция – КЛ) известно со времени создания первых электровакуумных приборов [1]. В дальнейшем на основе эффекта КЛ был разработан ряд методов и устройств, ставших вехами в научно-техническом прогрессе, в первую очередь, это электроннолучевые трубки. В настоящее время КЛ используется также в элементном анализе, минералогии, растровой электронной микроскопии, анализе наноструктур и др. (см., например, [2, 3]). Новым направлением является исследование КЛ, возникающей при взаимодействии потока электронов солнечного ветра с покрытиями космических аппаратов [4]. Такие покрытия обычно выполняются из высокоомных материалов на основе кварцевого стекла, эпоксидных смол или их композитов. В данном случае КЛ оказывается нежелательным эффектом, т.к. создает фоновое излучение для бортовых телескопов [5]. Общей особенностью всех упомянутых проявлений КЛ является диапазон значений энергии электронов E_0 , как правило, не превышающей десятков кэВ.

Явление КЛ используется также в устройствах диагностики профиля пучка ускорителей электронов в виде специально подобранных люминесцентных экранов [6], а также мониторов оптического переходного излучения (см., например [7]). В этом случае энергия электронов может составлять десятки МэВ и выше.

Исследование КЛ диэлектрических материалов обычно сводится к феноменологическому описанию экспериментальных данных по зависимости выхода и спектра КЛ от характеристик образцов и режима их облучения [4, 8]. В настоящей работе проведен анализ механизмов и динамики формирования сигнала КЛ в аморфных диэлектриках, а также условий применения такого сигнала для диагностики режима облучения в радиационно-технологических процессах с использованием ускорителей электронов.

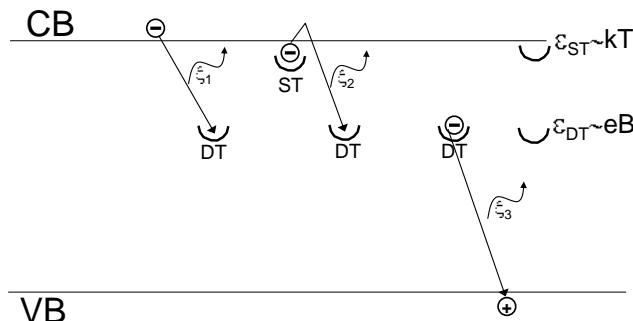
2. Механизмы возбуждения КЛ в аморфных диэлектриках

2.1. Взаимодействие неравновесных зарядов с ловушками электронов

Переход от кристаллических диэлектриков к аморфным сопровождается появлением в запрещенной зоне ловушек электронов, которые в зависимости от глубины их залегания относительно дна зоны проводимости принято разделять на мелкие (ST) и глубокие (DT) [9]. Например, в полимерах ловушками могут быть межмолекулярные полости, концы макромолекул, боковые группы атомов, в неорганических материалах – вакансии в анионной подрешетке и положительные ионы в междоузлиях. Кроме того, во всех видах материалов ловушками могут быть примеси, а также дефекты структуры, образованные в результате воздействия большими дозами ионизирующего излучения. К мелким принято относить ловушки с энергией $\epsilon_{ST} \sim kT$, где k – постоянная Больцмана, T – температура ($^{\circ}K$), а к глубоким с энергией $\epsilon_{DT} \sim \text{эВ}$. Распределение плотности последних по энергии может представлять собой ряд полос. Каждая такая полоса соответствует конкретной конфигурации электронной или ионной подсистемы, создающей данный тип ловушек с энергиями, распределенными вблизи некоторого среднего значения. Принято считать, что исходная концентрация мелких ловушек в необлученном материале составляет $N_{ST}^0 \sim 10^{19} \text{ см}^{-3}$, а глубоких $N_{DT}^0 \sim 10^{17} \text{ см}^{-3}$ [9]. Следует отметить, что разделение ловушек на мелкие и глубокие является достаточно условным,

поскольку их реальное распределение по глубине носит квазинепрерывный характер [10]. Вместе с тем, такой подход позволяет выделить основные процессы, определяющие выход КЛ, в частности его зависимость от температуры материала и времени.

Оптическое излучение, возникающее в аморфных диэлектриках под воздействием ускоренных электронов, относится к некогерентному типу КЛ [11]. Оно обусловлено взаимодействием наведенных облучением неравновесных носителей заряда с ловушками электронов. Схематически эти процессы можно представить в виде, представленном на рисунке.



Механизмы КЛ в аморфных диэлектриках

Электроны первичного пучка теряют свою энергию в неупругих соударениях с атомами диэлектрика, сопровождающихся переводом электронов отдачи из валентной зоны VB в зону проводимости CB, а также образованием дырок в валентной зоне. За время $<10^{-9}$ с наведенные излучением неравновесные заряды термализуются, и основная их часть сразу рекомбинирует по безызлучательным каналам. Оставшиеся свободные электроны дрейфуют вблизи дна зоны проводимости, взаимодействуя с ловушками [9].

Как видно из рисунка, КЛ диэлектрика в оптической области с длиной волны фотонов $\lambda = hc/\epsilon_{DT}$, где h – постоянная Планка, а c – скорость света в вакууме, может происходить по следующим основным сценариям:

- 1 – при прямом захвате неравновесных электронов из зоны проводимости на глубокие ловушки;
- 2 – с промежуточным накоплением электронов на мелких ловушках и термически индуцированным повторным переходом в зону проводимости;
- 3 – в результате излучательной зарядовой рекомбинации.

Первый процесс обусловлен наличием электронов в зоне проводимости, инжектированных в нее непосредственно облучением. При этом время высвечивания не превышает $\sim 10^{-8}$ с, что в большинстве случаев обеспечивает его совпадение с действием внешнего потока электронов (*флуоресценция*). Остальные процессы определяют оптическое излучение, задержанное относительно активирующей радиации на время \sim с и более (*фосфоресценция*) [12]. Поскольку перечисленные механизмы КЛ характеризуются существенно различным периодом проявления, будем их рассматривать независимо. В реальности все процессы протекают параллельно и в совокупности в каждый момент времени формируют наблюдаемый спектр излучения.

2.2. Флуоресценция

Рассмотрим более детально первый механизм КЛ. Величина связанного с ним потока фотонов, приведенная к единице объема области взаимодействия первичного электронного излучения с диэлектриком, ξ_1 , или *объемная флуоресценция*, определяется скоростью заполнения глубоких ловушек неравновесными электронами из зоны проводимости,

$$\xi_1 = \frac{dn_{DT}}{dt}, \quad (1)$$

где n_{DT} – концентрация электронов на таких ловушках. При этом зависимость ξ_1 от времени определяется уравнением

$$\dot{\xi}_1 t = n_{CB} \bar{v}_e S_{DT} N_{DT} t, \quad (2)$$

где n_{CB} – концентрация электронов в зоне проводимости, S_{DT} – сечение их захвата глубокими ловушками, \bar{v}_e – средняя скорость дрейфа электронов, $N_{DT}(t)$ – концентрация вакантных глубоких ловушек,

$$N_{DT} = N_{DT}^0 - \int_0^t \dot{\xi}_1 dt. \quad (3)$$

Из решения уравнений (2), (3) следует

$$\dot{\xi}_1(t) = n_{CB} S_{DT} \bar{v}_e N_{DT}^0 \exp -n_{CB} S_{DT} \bar{v}_e t. \quad (4)$$

Концентрация электронов в зоне проводимости n_{CB} в процессе облучения диэлектрика определяется выражением

$$n_{CB} = \frac{\sigma_{rs}}{e\mu_e}, \quad (5)$$

где e – заряд электрона, μ_e – макроскопическая подвижность электронов, σ_{rs} – радиационно-стимулированная проводимость (РСП) диэлектрика. В отсутствие электрического поля ее величина определяется выражением

$$\sigma_{rs}^o = K\dot{D}, \quad (6)$$

где K – так называемый коэффициент мгновенного компонента РСП, \dot{D} – мощность поглощенной дозы [9],

$$\dot{D} = \Phi \frac{dE}{dz}, \quad (7)$$

где Φ – плотность потока электронов, $\frac{dE}{dz}$ – средние ионизационные потери энергии электронов на массовую единицу длины их пробега в диэлектрике.

2.3. Влияние пространственного заряда

В случае, когда пробег электронов в диэлектрике меньше его толщины (характерная ситуация для космических аппаратов), возникают условия для формирования пространственного заряда (ПЗ), электрическое поле E которого может достигать величины электрической прочности диэлектрика [13]. Так, при зарядке последнего однородным потоком электронов динамика формирования поля ПЗ описывается формулой

$$E t = \frac{e\Phi}{\sigma_{rs}} \left[1 - \exp \left(-\frac{\sigma_{rs} t}{\epsilon \epsilon_0} \right) \right] \quad (8)$$

где ϵ_0 – электрическая постоянная, ϵ – диэлектрическая проницаемость.

Наличие электрического поля в диэлектрике определяет увеличение радиационного выхода электронов и, как следствие, рост их концентрации в зоне проводимости [14]. В этом случае выражение для n_{CB} принимает вид

$$n_{CB} E = \frac{\sigma_{rs}^o [1 + k E t]}{e\mu_e}, \quad (9)$$

где $k \sim T^{-2}$ [14].

Таким образом, наблюдавшийся в ряде экспериментов рост интенсивности КЛ на начальном этапе облучения диэлектрика можно объяснить влиянием поля ПЗ [8]. При времени инжекции заряда $\sim \frac{\epsilon \epsilon_0}{\sigma_{rs}}$ в соответствии с насыщением ПЗ величина n_{CB} и интенсивность КЛ стабилизируются. Однако по мере дальнейшего облучения выход КЛ начинает снижать-

ся. Это можно объяснить снижением концентрации вакантных глубоких ловушек N_{DT} (см. формулу (2)).

2.4. Влияние температуры

Миграция электронов между мелкими ловушками и зоной проводимости определяет наблюдавшееся в экспериментах влияние температуры на величину РСП и выход КЛ [4, 9, 12]. Этот процесс носит активационный характер с вероятностью $\sim \exp(-\varepsilon_{ST}/kT)$. В наиболее явном виде он проявляется непосредственно после завершения облучения, когда прекращается внешняя генерация электронов в зону проводимости. На этом этапе основным источником зарядов в последней становится термическое освобождение электронов из мелких ловушек. Уравнение для концентрации таких электронов в зоне проводимости можно представить в виде

$$\frac{dn'_{CB}(t')}{dt'} = \frac{n'_{ST}(t')}{\tau_{ST}} - \frac{n'_{CB}(t')}{\tau_{CB}}, \quad (10)$$

где n'_{ST} и τ_{ST} – концентрация электронов и время их жизни на мелких ловушках соответственно, τ_{CB} – время жизни электронов в зоне проводимости до захвата на глубокую ловушку, причем

$$\tau_{ST} = F_{e,ph}^{-1} \exp \varepsilon_{ST} / kT, \quad (11)$$

где $F_{e,ph}$ – частота электрон-фононного взаимодействия. Таким образом, зависимость концентрации электронов на мелких ловушках от времени можно представить в виде

$$n'_{ST}(t') = n'_{ST,0} \exp(-t' / \tau_{ST}), \quad (12)$$

где $n'_{ST,0}$ – их концентрация в момент завершения облучения ($t' = 0$).

В свою очередь, время жизни свободных электронов в зоне проводимости

$$\tau_{CB} = (\bar{\nu}_e S_{DT} N'_{DT,0})^{-1}, \quad (13)$$

где $N'_{DT,0}$ – концентрация глубоких ловушек в момент прекращения облучения.

Решение уравнения (10) с учетом формул (12) и (13) имеет вид

$$n'_{CB}(t') = \frac{n'_{ST,0} \tau_{CB}}{\tau_{ST} - \tau_{CB}} \exp\left(-t' / \tau_{ST}\right) + \left(n'_{CB,0} - \frac{n'_{ST,0} \tau_{CB}}{\tau_{ST} - \tau_{CB}}\right) \exp\left(-t' / \tau_{CB}\right), \quad (14)$$

где $n'_{CB,0}$ – концентрация электронов в зоне проводимости в момент завершения облучения.

Отсюда зависимость от времени интенсивности люминесценции, связанной с термическим высвобождением электронов из мелких ловушек, $\xi_2(t')$, принимает вид

$$\xi_2 t' = n'_{CB} t' \bar{\nu}_e S_{DT} N'_{DT} \quad (15)$$

2.5. Рекомбинационное излучение

Имеются указания, что центрами электрон-дырочной излучательной рекомбинации в аморфных диэлектриках являются глубокие ловушки [12]. При комнатной температуре время термического высвобождения электронов из мелких ловушек значительно меньше времени электрон-дырочной рекомбинации. Поэтому при $t' \gg \tau_{ST}$ в случае диэлектрика с низкой собственной концентрацией дырок P_0 , $P_0 \ll p'$, где p' – наведенная облучением концентрация дырок, из условия электрической нейтральности материала следует

$$n'_{DT} \approx p'. \quad (16)$$

Интенсивность ξ_3 рекомбинационного излучения определяется выражением

$$\xi_3(t') = -\frac{dn'_{DT}}{dt'} = \beta n'_{DT} p', \quad (17)$$

где β – коэффициент излучательной рекомбинации. Решая уравнение (17) с учетом условия (16), получаем

$$\xi_3(t') \approx \frac{\beta(p')^2}{1 + \beta p' t'}. \quad (18)$$

Если в материале концентрация собственных дырок велика, $P_0 \gg p'$, то зависимость интенсивности рекомбинационной люминесценции от времени будет иметь вид

$$\xi_3(t') \approx \frac{\beta p' P_0}{1 + \beta P_0 t'}. \quad (19)$$

3. Использование КЛ для диагностики режима радиационной обработки

При проведении радиационно-технологических процессов используют ускорители электронов со сканируемым пучком, работающие в импульсном режиме при длительности импульса $10^{-6} - 10^{-5}$ с и энергии частиц до 10 МэВ [15]. Средняя мощность пучка таких установок составляет десятки киловатт, а необходимая доза обработки продукции десятки кГр (например, при радиационной стерилизации изделий медицинского назначения). Как правило, в процессе обработки параметры пучка поддерживаются постоянными, а для обеспечения необходимого значения поглощенной дозы обрабатываемые объекты с помощью конвейера перемещаются через зону облучения с заданной скоростью. Помимо скорости конвейера и энергии электронов, одним из критических параметров процесса является распределение плотности тока пучка на поверхности объекта [16].

Практически любой материал упаковки продукции, обрабатываемой пучком электронов, можно рассматривать как люминесцентный радиатор. Например, этим свойством обладает целлюлоза, являющаяся основой такого широко распространенного упаковочного материала как картон [17]. С учетом мощности пучка и получаемой объектом дозы время его нахождения в зоне облучения обычно не превышает нескольких секунд. При таких условиях регистрации КЛ основной вклад в нее обеспечивает флуоресценция. При этом ввиду малой толщины упаковки по сравнению с длиной пробега электронов эффект ПЗ в свечении не проявляется. Поэтому объемную интенсивность люминесценции с учетом формулы (6) можно переписать в виде

$$\xi_1(t) = \frac{K\dot{D}}{e\mu_e} S_{DT} \bar{v}_e N_{DT}^0 \exp\left(-\frac{K\dot{D}}{e\mu_e} S_{DT} \bar{v}_e t\right). \quad (20)$$

Величина $\dot{D}t$ соответствует поглощенной дозе D в диэлектрике, полученной за время экспозиции t . Таким образом, для обеспечения линейной зависимости между интенсивностью флуоресценции и мощностью дозы в диапазоне значений последней, ограниченной заданной максимальной величиной D_{\max} , необходимо, чтобы характеристики материала-радиатора КЛ удовлетворяли условию

$$\frac{e\mu_e}{KS_{DT} \bar{v}_e} \gg D_{\max}. \quad (21)$$

Выход люминесценции с длиной волны λ , возбуждаемой в элементарном слое dz на глубине z люминесцентного радиатора, составляет

$$dI(\lambda) = R_\lambda \xi_i \exp(-a_\lambda z) dz, \quad (22)$$

где R_λ – коэффициент отражения излучения от границы радиатора, a_λ – коэффициент поглощения излучения. Тогда интенсивность излучения из радиатора толщиной d будет составлять

$$I(\lambda) = \begin{cases} \frac{\xi_\lambda d}{2} (1 - R_\lambda^2), & d \ll a_\lambda^{-1} \quad (\text{òí í êèé ðààèè-àòì ð}) \\ \frac{\xi_\lambda}{2a_\lambda} (1 - R_\lambda^2), & d \gg a_\lambda^{-1} \quad (\text{òì ëñòù é ðààèè-àòì ð}) \end{cases} \quad (23, a)$$

4. Выводы

При облучении аморфных диэлектриков электронами все три рассмотренных механизма люминесценции действуют одновременно. Вместе с тем, в зависимости от интенсивности внешнего активирующего излучения и периода после его завершения вклад каждого процесса в выход КЛ существенно различается. Так, первый механизм обеспечивает мгновенный (совпадающий с активирующим излучением) компонент катодолуминесценции – флуоресценцию. Этот процесс непосредственно связан с мгновенной составляющей радиационно стимулированной проводимости диэлектрика и объясняет наблюдавшуюся в экспериментах корреляцию между выходом излучения и величиной пространственного заряда в диэлектрике на начальном этапе его облучения [4].

Второй и третий механизмы ответственны за задержанный компонент люминесценции (фосфоресценцию). Полученные аналитические выражения для их описания согласуются с предложенной в ряде работ (см., например, [12]) эмпирической зависимостью для интенсивности фосфоресценции вида

$$A_1 \exp(-t/\tau_1) + A_2 \exp(-t/\tau_2) + A_3 / (1 + \alpha t)^m, \text{ где } 1 < m < 2.$$

Таким образом, первые два члена зависимости можно связать с процессами, связанными с термическим освобождением электронов из мелких ловушек, а последний с рекомбинацией зарядов. При этом величина его показателя гиперболической зависимости определяется соотношением концентраций собственных и индуцированных облучением дырок. В частности, при превалировании собственных дырок показатель близок к единице, в противоположном случае – к двум.

Выполнение условия (21) обеспечивает линейную зависимость между плотностью потока электронов и фотонов флуоресценции. Это позволяет по интенсивности флуоресценции определять в on-line режиме распределение плотности тока пучка и мощности поглощенной дозы на поверхности облучаемого объекта.

Выход КЛ помимо молекулярной структуры материала определяется также его дефектной структурой и наличием примесей. В частности, оценка концентрации собственных глубоких ловушек ($\sim 10^{17} \text{ см}^{-3}$) показывает, что даже незначительное количество примесей в одном и том же материале может существенно влиять на стимулированные радиацией явления. Поэтому при использовании катодолуминесценции для диагностики режима облучения необходима предварительная калибровка измерительного канала с учетом особенностей материала, используемого в качестве радиатора люминесценции.

Следует также отметить, что общий выход фосфоресценции и время ее гашения в ряде материалов обеспечивают возможность определять в off-line режиме значение поглощенной в них дозы [18, 19].

Список литературы: 1. Crookes, W. Contributions to Molecular Physics in High Vacua // Philos. Trans. of the Royal Soc. 1879, v.170, p.641-662. 2. Pagel, M., Barbin, V., Blanc, P. and Ohnensteller, D. Cathodoluminescence in Geosciences (Springer, 2000). 3. Strikoska, D., Arbiol, J., Gustafsson, A. et al. Structural and Optical Properties of High Quality Zinc-Blende / Wurtzite GaAs Nanowire Heterostructures // Phys. Rev. 2009, v.B80, 245325. 4. Dekany, J., Christiansen, J., Dennison, J. et al. Variations in Cathodoluminescent Intensity of Spacecraft Materials Exposed to Energetic Electron Bombardment // IEEE Trans on Plasma Scien. 2015, v.40(2), p.305-310. 5. Dennison, J., Jensen, A.E., Dekany, J. et al. Diverse Electron-induced Optical Emissions from Space Observatory Materials at Low Temperatures // Proc. SPIE Cryogenics Optical Systems and Instr. Conf. 2013, v.8863, p.886330B1-88630B15. 6. F.Decker Beam Size Meas-

- urement at High Radiation Levels//Proc. PAC 1991 (SLAC-PUB-5481). 7. *Ross M., Anderson,S., Frish,J. et al.* A Very High Resolution Optical Transition Radiation Beam Profile Monitor // SLAC-PUB-9280. July 2002.
8. *D.Ball* Electron Induced Luminescence in Insulating Polymeric Materials // Senior Theses and Projects, 2011, P. 5. <http://digitalcommons.usu.edu/mp-seniorthesesprojects/5>. 9. *Электрические явления при облучении полимеров / А.П.Тютнев, А.В.Ванников, Г.С.Мингалеев, В.С.Саенко.* – М. : Энергоатомиздат, 1985. – 176 с. 10. *R.J.Fleming, L.F.Pender* Electron trap distribution in organic polymers- an additional set of characterisation parameters//J. Electrostatics.1977,v.3,p.139-148. 11. *Brenny,B.J.M., Coenen,T., Polman,A.* Quantifying Coherent and Incoherent Cathodoluminescence in Semiconductors and Metals // J. Appl. Phys. 2014, v.115, 244307. 12. *Griseri,V., Dissado, L.A., Fothergill, J.C. et al.* Photoluminescence, Recombination Induced Luminescence and Electroluminescence in Epoxy Resin // J. Phys. D. Appl. Phys. – 2001. – V.34. – P.2534-2540. 13. *Uvarov, V.L.* On a Mechanism of a Supersonic Anode Streamer in Dielectrics // Proc.XIV Int. Symp. on Discharge and Electric. Insul. In Vacuum. Santa Fe, USA, 1990. – P.821-823. 14. *Сичкарь,В.П., Тютнев,А.П., Вайсберг,С.Э.* Зависимость радиационной электропроводности от напряженности внешнего электрического поля в полимерных диэлектриках // Журн. Высокомолек. Соед., Краткие сообщ. – 1975. – №10. – С.767-769. 15. *Hackensack, N.J.* Review of Accelerator Science and Technology. Singapore; World Scien. Pub. Co. 2011, 291 p. 16. *ISO 11137-1.* Sterilization of Health Care Products-Radiation-Part 1: Requirements for Development, Validation and Routine control of a Sterilization Process for Medical Devices. 17. *Gavrilov, M.Z., Ermolenko, I.N.* A study of cellulose luminescence // J. Appl. Spectroscopy. – 1966. – V.5. – P.542-544. 18. *Reitzig,M., Hartling,T., Winkler,M. et al.* Time-resolved luminescence measurements on upconversion phosphors for electron beam sterilization monitoring // Proc. SPIE 8693, Smart Sensor Phenomena, Technology, Networks, and System Integration. – 2013, 86930R (April 11, 2013). 19. *Pradhan, A.S.* Thermoluminescence Dosimetry and its applications // Radiat. Prot. Dosimetry. – 1981. – V.1(3). – P. 153-167.

*Национальный научный центр
«Харьковский физико-технический институт»*

Поступила в редколлегию 12.09.2016

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА И СРЕДСТВА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

УДК 621.376.43

*В.В. ПЕЧЕНИН, д-р техн. наук, К.А. ЩЕРБИНА, канд. техн. наук,
Е.П. МСАЛЛАМ, канд. техн. наук, М.А. ВОНСОВИЧ*

СИСТЕМА ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ С КОМБИНИРОВАННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ ПОДСТРАИВАЕМОГО ГЕНЕРАТОРА

Введение

Фазовая автоподстройка частоты является одним из важнейших этапов следящего приема и обработки сигналов в радиолокационных и радионавигационных фазовых системах измерения дальности и угловых координат и при формировании опорного когерентного сигнала в цифровых КИМ-системах связи и телеметрии с фазовой, относительно фазовой и частотной манипуляцией [1 – 5].

Широко используются системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) в доплеровских следящих измерителях скорости (ДИС) [6]. Подобные следящие измерители частоты на основе ФАПЧ, получившие название синхронно-фазового демодулятора (СФД) широко используются для демодуляции ФМ-сигналов [7 – 10]. Причиной широкого использования следящих демодуляторов сигналов с угловой модуляцией являются их лучшие пороговые свойства по сравнению с частотным дискриминатором (ЧД).

В автоматических следящих устройствах результаты обработки сигналов могут быть представлены в виде сигналов, подобных входным, но лучше отфильтрованных от помех; в виде напряжения, повторяющего закон изменения параметра входного сигнала (амплитуды, частоты, фазы, временного положения).

Следует отметить, что процесс демодуляции всегда связан с оценкой значения соответствующего информативного параметра сигнала. Поэтому в большинстве случаев следящие измерители систем радиолокации, радионавигации и управления практически ничем не отличаются от следящих устройств выделения модулирующего сигнала (следящий демодулятор) в системах передачи информации. Поэтому термин «следящий измеритель» используется как синоним термина «следящий демодулятор». Однако при рассмотрении конкретных следящих устройств указываются особенности его как измерителя или как демодулятора.

Одним из направлений дальнейшего развития теории и практического применения ФАПЧ являются системы с комбинированным управлением [11 – 14]. К системам с комбинированным управлением относятся системы ФАПЧ, ЧАП и т.д., у которых управляемый объект (управляемый генератор) подвергается воздействию не только со стороны петли следящей обратной связи, но и вводимого в нее воздействия от некоторого устройства, измеряющего величину внешнего возмущения входного сигнала (эталонного сигнала) системы ФАПЧ. В частности, таким устройством может быть обычный частотный дискриминатор, реагирующий на изменения частоты входного сигнала. При определенном параметре вводимого в петлю следящей обратной связи воздействия можно достичь существенного улучшения отдельных показателей качества работы такой ФАПЧ по быстродействию, устойчивости и динамической точности по сравнению с замкнутыми системами.

Возможен и другой вариант построения комбинированной ФАПЧ, в котором используется прямое воздействие входным сигналом и воздействие со стороны измерителя внешнего возмущения, т.е. частотного дискриминатора с инерционным фильтром нижних частот (ФНЧ), выделяющим только медленные изменения частоты входного сигнала. В таких комбинированных ФАПЧ или ЧАП объектом управления является синхронизированный генератор (СГ) [15 – 17].

Подробный анализ качественных показателей таких комбинированных ФАПЧ показывает, что второй вариант построения ФАПЧ с комбинированным управлением СГ позволяет реализовать более совершенные системы фазовой автоподстройки частоты.

В дальнейшем изложении материала статьи излагаются полученные авторами результаты исследований по совершенствованию систем ФАПЧ с комбинированным управлением подстраиваемого генератора.

Основное содержание исследований

1. Комбинированная ФАПЧ на синхронизированном генераторе.

Как известно, все свойства (статические и динамические) любой следящей системы определяются дифференциальными уравнениями или передаточной функцией.

В рассматриваемой системе ФАПЧ объектом управления является СГ. В «захваченном» режиме синхронизации такой генератор тоже представляет собой систему ФАПЧ, в которой отсутствуют физически ФНЧ и фазовый детектор (ФД). Такая следящая система обладает максимальным быстродействием и минимальными динамическими ошибками при заданных параметрах: полосе эффективной синхронизации по частоте и фазе, времени установления режима синхронизации и остаточной расстройке по частоте. К числу основных недостатков такой системы ФАПЧ относятся узкая полоса эффективной синхронизации по частоте, чувствительность к флуктуациям амплитуды входного сигнала и фазовая нестабильность выходных колебаний, обусловленная нестабильностью параметров электрических элементов входящих в схему СГ. Часть недостатков СГ, функционирующего в режиме ФАПЧ, например в качестве следящего доплеровского фильтра (СДФ), можно устранить, введя принудительную перестройку СГ (о чем было сказано ранее) и подавление амплитуды флуктуаций входного синхронизирующего сигнала [18]. Структурно-физическую модель такой следящей схемы ФАПЧ на формальном уровне можно представить в виде астатической системы первого порядка с передаточной функцией $W_0(p) = 1$ ($p \equiv \frac{d}{dt}$) и считать фазовый детектор безынерционным с линейной фазовой характеристикой. Функциональная схема ФАПЧ на «захваченном» генераторе представлена на рис. 1.

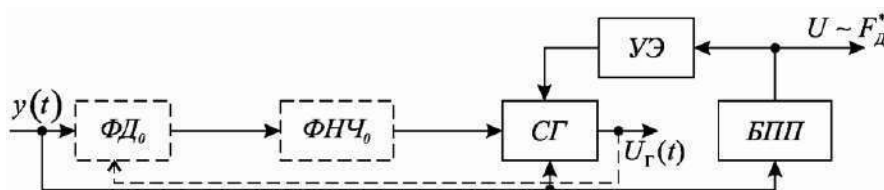


Рис. 1

Здесь ВПП – блок принудительной перестройки, УЭ – управляемый элемент.

Блоки, входящие в функциональную схему рис. 1, очерченные пунктирным контуром, являются виртуальными.

При теоретическом рассмотрении эффекта синхронизации можно предположить, что сам фазовый детектор в виде своего эквивалента «скрыт» непосредственно в схеме СГ [19].

Рассмотрим работу ФАПЧ на «захваченном» генераторе в составе следящего измерителя, осуществляющего узкополосную фильтрацию доплеровской частоты в автономных измерителях скорости движущегося объекта. При оценке качества работы следящих измерителей обычно используются следующие показатели: точность и надежность работы в условиях помех, устойчивость, быстродействие, характер переходного процесса, полос захвата и удержания, фазовая стабильность и др.

Пусть на вход измерителя поступает аддитивная смесь доплеровского сигнала, формируемого протяженной отражающей поверхностью [1] $S_C [t, \omega_0, F_D, \lambda_{AM}(t), \lambda_{CM}(t)]$ и шума $n(t)$

$$y(t) = S_C \cdots + n(t). \quad (1)$$

Полезный сигнал $S_C \cdots$ с медленно меняющейся регулярной основой $F_D = 2W_{\Pi} \lambda^{-1} \cos \beta \cos \theta$, где W_{Π} – путевая скорость; λ – длина волны излучаемого колебания, $\cos \beta \cos \theta$ – постоянная величина; β, θ – угловые параметры диаграммы направленности излучения; ω_0 – преобразованная на более низкое значение частота излучения сигнала; $\lambda_{AM}(t)$ и $\lambda_{CM}(t)$ – случайные функции, характеризующие амплитудный и частотный шум, создаваемый отражающей поверхностью [21].

Заметим, что частотный шум несет информацию о спектре доплеровского сигнала $\Delta F_D = 2W_{\Pi} \lambda^{-1} \sin \beta \Delta \eta$, где $\Delta \eta$ – ширина диаграммы излучения зондирующего сигнала.

При слежении за изменениями доплеровской частоты амплитудный и частотный шумы можно не учитывать. Тогда $S_C \cdot$ можно записать так:

$$S_C(t, \omega_C) = A_0 \sin(\omega_C t + \varphi(t)), \quad (2)$$

где A_0 – амплитуда полезного сигнала; $\omega_C = \omega_0 + F_D$ – частота входного сигнала; $\varphi(t)$ – случайная фаза.

Как известно, все свойства (статистические и динамические), характеризующие наиболее важные показатели качества работы любой следящей системы определяются дифференциальным уравнением или передаточной функцией.

Выражение для дифференциального уравнения, описывающего работу рассматриваемой ФАПЧ при отсутствии шума, имеет вид

$$\frac{d\varphi}{dt} = \Delta_H - \Delta_y \sin \varphi, \quad (3)$$

где $\Delta_H = \omega_C - \omega_{\Gamma}$ – начальная расстройка между частотой входного сигнала и частотой управляемого генератора (УГ) в отсутствие БПП; Δ_y – ширина полосы удержания при отсутствии БПП, $\Delta_y = \Delta_0$, где Δ_0 – критическая полоса синхронизации УГ.

При выполнении аналитических расчетов удобнее пользоваться другим выражением

$$\Delta_0 \approx \frac{1}{2} \frac{\omega_{\Gamma 0}}{Q} \frac{A_0}{A_{\Gamma}} = \frac{1}{2} \Delta f_{K\Gamma} \frac{A_0}{A_{\Gamma}}, \quad (4)$$

где $\Delta f_{K\Gamma}$ – ширина полосы пропускания резонансного контура управляемого генератора на уровне 0.7 по напряжению; A_{Γ} – амплитуда переменного напряжения на выходе УГ; $\omega_{\Gamma 0}$ – собственная резонансная частота контура генератора без принудительной перестройки; Q – добротность контура.

С учетом перестройки СГ блоком БПП величина Δ_H , будет равна ν_{OCT} – остаточной расстройке [22], зависящей от некоторого случайного параметра S :

$$S^2 = \frac{\omega_{\Gamma 0}^2}{4(\Delta_0^2)} \langle \delta C_0'(t) \rangle, \quad (5)$$

где Δ_0^{Π} – полоса удержания схемы на СГ при наличии принудительной перестройки; $\langle \delta C'_0(t) \rangle$ – ошибка установки текущего значения контурной емкости СГ, которая является случайной величиной с заданным вероятностным распределением.

В свою очередь флуктуации C_0 и L перестраиваемого контура СГ являются причиной фазовой нестабильности схемы ФАПЧ на синхронизированном генераторе.

Оценим основные показатели качества работы ФАПЧ в режиме слежения за текущей частотой $F_{Д}$, изменяющейся в пределах от $F_{Д_{\min}}$ до $F_{Д_{\max}}$, что составляет примерно 10 кГц. Реально это соответствует следующему измерителю путевой скорости самолета, или, например, доплеровскому смещению несущей в мобильной самолетной связи УКВ диапазона с использованием ЧМ-модуляции.

При отсутствии ЧМ-модуляции и шумов при $n(t) = 0$ и $W_{ФНЧ}(p) = 1$ дифференциальное уравнение, определяющее все свойства такой системы ФАПЧ, могут быть описаны уравнением (3). Тогда Δ_y одновременно с полосой захвата Δ_3 , т.е. при любых $\Delta_H > \Delta_y$, будет осуществлять режим захвата.

Если критическая полоса синхронизации Δ_0 будет больше модуля разности

$$\Delta_0 > \left| F_{Д_{\max}} - F_{Д_{\min}} \right|, \quad (6)$$

то блок принудительной перестройки не нужен, остаточная расстройка по частоте будет равна [22]

$$\nu_{ОСТ} = \frac{d\varphi}{dt} = \frac{A_0}{2A_{\Gamma}} \sqrt{1 - \left(\frac{\Delta_H}{\Delta_y} \right)^2} - \frac{\omega_{\Gamma 0}}{2A_{\Gamma}} E_s(t), \quad (7)$$

где $E_s(t)$ – амплитуда косинусной составляющей собственного шума генератора, который представлен следующим соотношением

$$\xi(t, \varphi) = E_c(t) \sin \varphi - E_s(t) \cos \varphi + \frac{2A_{\Gamma} A_0}{\omega_{\Gamma 0} \Delta_y} \frac{d\psi}{dt}, \quad (8)$$

где $\psi = \varphi_2(t) - \varphi_1(t)$ – разность фаз между фазой $\varphi_2(t)$ – синхронизированного генератора и фазой входного сигнала $\varphi_1(t)$.

Время установления после скачка параметра (емкости C на $\delta C'(t)$)

$$\tau_{УСТ} \approx \frac{3.5}{\Delta_0} \approx \frac{3.5}{\Delta f_K}. \quad (9)$$

Динамическая погрешность при линейном изменении фазы $\varphi_1 = \alpha_1 t$ будет равна нулю,

$\theta_{УСТ}(t) = 0$, а при квадратном изменении $\varphi_2 = \alpha_2 t^2$, $\theta_{УСТ}(t) \approx \frac{2\tau_{\Gamma 0} \alpha_2}{\Delta_0}$, где $\tau_{\Gamma 0}$ – постоянная

времени LC контура генератора, $\tau_{\Gamma 0} = \frac{1}{\Delta_0}$.

Дисперсия флуктуаций фазы, обусловленная внутренним шумом СГ, будет определяться выражением

$$\sigma_{\varphi}^2 = \frac{\pi \omega_{\Gamma 0} N_0}{A_0 A_{\Gamma}} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\Delta_H}{\Delta_0} \right)^2}}, \quad (10)$$

где N_0 – спектральная плотность мощности естественных шумов генератора, Вт/Гц.

Дисперсия флуктуаций частоты, обусловленная внутренним шумом СГ, будет определяться выражением

$$\sigma_{\omega}^2 = \frac{D\Delta_y}{\pi} \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{\Delta_H}{\Delta_0}\right)^2} \operatorname{arctg} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\Delta_H}{\Delta_0}\right)^2}} \right], \quad (11)$$

где $D = \frac{2\pi\omega_{\Gamma 0} N_0 \Delta_0}{A_{\Gamma} A_0}$ – коэффициент, характеризующий ширину спектральной линии колебаний автогенератора.

В формулах (10), (11) полагается, что $N_0^2 \square \frac{A_0 A_{\Gamma}}{\pi \omega_{\Gamma 0}} \sqrt{1 - \left(\frac{\Delta_H}{\Delta_0}\right)^2}$.

При наличии шума $n(t)$ на входе ФАПЧ, представленной на рис. 1, и линейного режима ее работы получим следующие результаты [23]:

$$\sigma_{\omega_{\Pi}}^2 \square \left\{ \frac{2\pi\omega_{\Gamma 0} A_0 \Delta_0}{A_{\Gamma}} \left[1 - \frac{\pi}{4} \right] \frac{1}{q^2} \right\} \geq \left[1 - \frac{\pi}{4} \right] \frac{1}{q^2}, \quad (12)$$

$$\sigma_{\varphi_{\Pi}}^2 \square \left\{ \frac{\pi\omega_{\Gamma 0} A_0}{A_{\Gamma} \Delta_0} \frac{1}{q^2} \right\} \geq \frac{1}{q^2}, \quad (13)$$

где $q^2 = \frac{A_0^2}{R_{\Pi}}$ – отношение сигнал/шум в эффективной шумовой полосе $\Delta f = \frac{\Delta_0}{4}$, $R_{\Pi} = N_0^2 \Delta f$,

N_0^2 – спектральная плотность мощности входного шума $n(t)$, $q^2 \square 1$.

Выражения (12) и (13) можно записать в несколько ином виде

$$\sigma_{\omega_{\Pi}}^2 = \left\{ \left(\frac{A_0}{A_{\Gamma}} \right) \frac{2\pi\Delta_0^2}{Q} \left[1 - \frac{\pi}{4} \right] \frac{1}{q^2} \right\}; \quad \sigma_{\varphi_{\Pi}}^2 = \left\{ \left(\frac{A_0}{A_{\Gamma}} \right) \frac{\pi}{Q} \frac{1}{q^2} \right\} \quad (14)$$

При практически реализуемых добротности резонансного контура СГ в диапазоне зна-

чений $Q = 50 \dots 100$; отношения амплитуд $\left(\frac{A_0}{A_{\Gamma}} \right) \square 10^{-1} \div 10^{-2}$, $\sigma_{\varphi}^2 \rightarrow \frac{1}{q^2}$,

$\sigma_{\omega_{\Pi}}^2 \rightarrow 0.063\Delta_0^2 \left[1 - \frac{\pi}{4} \right] \frac{1}{q^2}$ при отсутствии канала БПП.

Следовательно, полезность БПП проявляется еще и в том, что можно уменьшить величину Δ_0 до стабильности частоты колебаний автогенератора СГ $\frac{\delta\omega_{\Gamma 0}}{\omega_{\Gamma 0}} \square 10^{-3} \div 10^{-4}$. Тогда

$$\sigma_{\omega_{\Pi}}^2 \rightarrow 0.063\delta^2\omega_{\Gamma 0} \left[1 - \frac{\pi}{4} \right] \frac{1}{q^2}. \quad (15)$$

2. Астатическая система ФАПЧ первого порядка.

Рассмотрим систему фазовой автоподстройки частоты известную как ФАПЧ-1 (рис. 2) с реальными элементами ФД и ФНЧ при $W_{\Phi НЧ}(p) \neq 0$. Тогда схема изображенная на рис. 1 преобразуется в астатическую ФАПЧ с астатизмом 1-го порядка (ФАПЧ-1) без БПП (рис. 2).

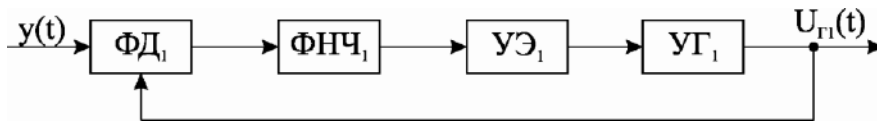


Рис. 2

Основное дифференциальное уравнение астатической системы ФАПЧ 1-го порядка с интегрирующим ФНЧ1 $W_{ФНЧ} \neq 1$ может быть записано в виде $\frac{d\varphi}{dt} = \Delta_H - \Delta_1 F_1(p) \sin \varphi$, где Δ_1 – полоса удержания ФАПЧ-1; $\Delta_1 = \Delta_{y1}$; $F_1(p)$ – коэффициент передачи ФНЧ1, который полностью совпадает с уравнением (3).

Динамическая погрешность при $n(t) = 0$ и линейном изменении фазы φ_1 $t = \alpha_1(t)$ будет равна

$$\theta_{УСТ1}(t) = \frac{\alpha_1}{\Delta_1}, \quad (16)$$

а при квадратичном законе изменения фазы φ_2 $t = \frac{\alpha_2 t^2}{2}$ наступает срыв слежения.

Время установления переходного процесса

$$\tau_y = \frac{2}{\Delta f_{\varphi_1} \sqrt{1 - \gamma_{H1}}} \ln 114 \sqrt{1 - \gamma_{H1}}, \quad (17)$$

где $\Delta f_{\varphi_1} = \frac{\Delta_1}{2\pi\varphi}$ – эффективная шумовая полоса; $\gamma_H = \frac{\Delta_H}{\Delta_0}$ – относительная начальная расстройка.

Относительная полоса захвата определяется выражением

$$\gamma_{31} = \frac{1,2}{\sqrt{T_1 \Delta f_{\varphi_1}}}, \quad (18)$$

где T_1 – постоянная времени ФНЧ1; $T_1 = (RC)^{-1}$, R, C – параметры интегрирующего фильтра нижних частот.

Флуктуационная погрешность $\sigma_{\varphi_1}^2$ при наличии шума $n(t)$:

$$\sigma_{\varphi_1}^2 = \left(\frac{2N_0 \Delta f_{\varphi_1}}{A_0} \right)^2 \rightarrow \frac{1}{q^2}. \quad (19)$$

Флуктуационная погрешность $\sigma_{\omega_1}^2$ при наличии шума $n(t)$:

$$\sigma_{\omega_1}^2 = \frac{\Delta_1^2}{4\pi \Delta f_{\varphi_1} T_1} \left(\frac{1}{q} \right)^2. \quad (20)$$

Из сравнительного анализа показателей качества работы комбинированной ФАПЧ на синхронизированном генераторе с принудительной перестройкой частоты и ФАПЧ-1 с интегрирующим фильтром можно сделать заключение о том, что по быстродействию и динамическим погрешностям комбинированная ФАПЧ на СГ существенно превосходит ФАПЧ-1. То же самое заключение можно сделать и относительно таких параметров, как полоса захвата и полоса удержания.

Погрешности фазовых флуктуаций σ_{φ}^2 в рассмотренных системах ФАПЧ примерно одинаковы.

Что касается флуктуационных погрешностей по круговой частоте σ_{ω}^2 ФАПЧ на СГ то при $\omega_{Г0} = 2\pi \cdot 5 \cdot 10^5$ рад и $\delta\omega_{Г0} = 0.063 \cdot 6.28 \cdot (5 \cdot 10)^2 = 989$ рад

$$\sigma_{\omega}^2 = 989 \cdot \left(1 - \frac{\pi}{4}\right) \frac{1}{q^2} = 212.6 \text{ рад}^2$$

или по частоте σ_f^2 :

$$\sigma_f^2 = 5.3 \frac{1}{q^2} \text{ Гц}^2, q \ll 1.$$

Для ФАПЧ-1 $\sigma_{f1}^2 \approx \sigma_f^2$ при $\Delta f_{э1} T_1 = 1$ и $\Delta_1 = \Delta_0$, т.е. примерно одинаковы. По уходу фазы за счет технических нестабильностей элементов, входящих в конкретную схему СГ проигрыш может составить величину N по сравнению со схемой ФАПЧ-1 [24] порядка $N \geq 2$ при строго постоянной частоте синхронизации ω_c .

3. Синтез структурно-физической модели ФАПЧ на основе ФАПЧ-1 и комбинированной ФАПЧ на СГ.

Основываясь на результатах теоретической оценки показателей качества работы двух рассмотренных ФАПЧ, синтезируем новую структуру системы фазовой автоподстройки частоты, обладающую лучшими показателями качества, которых можно достичь в новой структуре ФАПЧ.

В качестве исходной (опорной) структурно-физической модели выберем взаимосвязанную двухпетлевую систему ФАПЧ, описанную в [11].

Упрощенная структурно-физическая модель (функциональная схема) двухпетлевой ФАПЧ, составленная из двух рассмотренных выше ФАПЧ на синхронизированном генераторе и ФАПЧ-1, показана на рис.3.

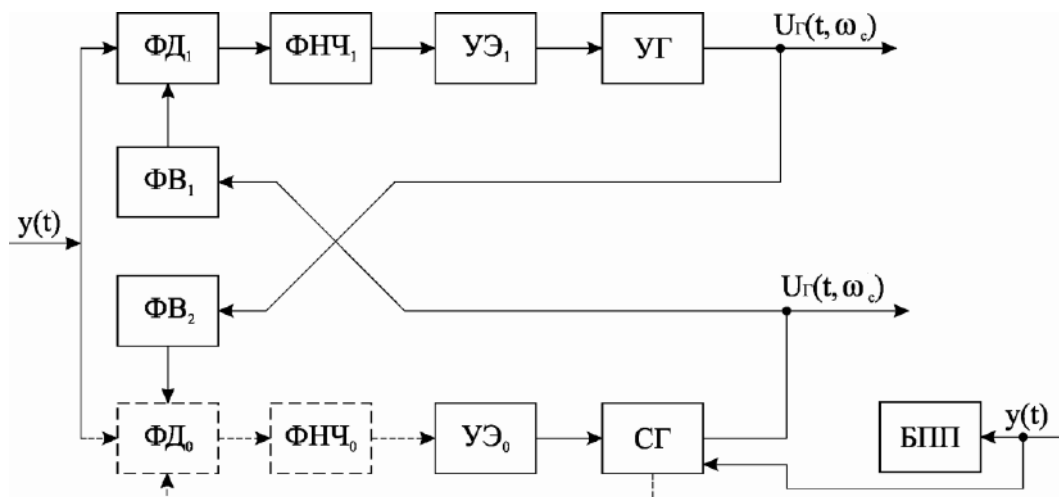


Рис. 3

Здесь ФВ – фазовращатель.

Осуществим логическое совмещение верхней и нижней части структурно-физической модели (рис. 3), оставляя только те блоки и связи, с помощью которых реализуются требуемые качества работы вновь создаваемой структуры ФАПЧ.

Совмещаем ФД1 с ФД0. Остается ФД1, поскольку ФД0 виртуален.

Совмещаем ФНЧ1 с ФНЧ0. Остается ФНЧ1 поскольку ФНЧ0 виртуален.

Совмещаем УЭ0 с УЭ1. Оставляем УЭ1 поскольку он связан с блоком ФНЧ1.

Совмещаем генераторы СГ и У. Оставляем СГ поскольку он обеспечивает максимальное быстродействие и минимизирует динамические погрешности.

При выборе $\Delta_0 = \Delta f_K$ можно удалить блок БПП.

Синтезированная таким логическим приемом новая структурно-физическая модель ФАПЧ с комбинированным управлением подстраиваемого генератора (СГ) показана на рис.4.

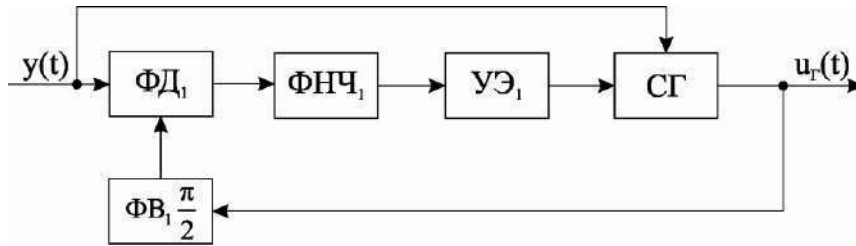


Рис. 4

Если допустить, что в отсутствие шума $n(t)$ изменения воздействующих на СГ по прямому каналу и каналу следящей обратной связи являются медленными случайными жестко коррелированными функциями с временем корреляции τ_K с много большим времени запаздывания τ_3 управляющего сигнала в цепи обратной связи $\tau_K \ll \tau_3$, то можно записать основные дифференциальные уравнения исследуемой системы в виде:

$$\frac{d\varphi_1}{dt} = \Delta_H - \Delta_1 \sin \varphi, \quad (21)$$

$$\frac{d\varphi_0}{dt} = \Delta_H - \Delta_0 \sin \varphi. \quad (22)$$

Тогда результирующее дифференциальное уравнение синхронизма колебаний СГ от внешнего воздействия и воздействия петли обратной связи можно записать в виде:

$$\frac{d\varphi}{dt} = \Delta_H - \Delta_0 + \Delta_1 \sin \varphi. \quad (23)$$

Из формулы (23) следует, что совместная полоса синхронизма (полоса удержания) будет равна сумме отдельных полос

$$\Delta = \Delta_0 + \Delta_1. \quad (24)$$

Если выполнено условие (24), то дифференциальное уравнение (23) можно записать в виде

$$\frac{p\varphi}{\Delta} + \sigma + \eta F(p) \sin \varphi = \gamma. \quad (25)$$

Здесь $\gamma = \frac{\omega_{Г0} - \omega_C}{\Delta}$ – начальная расстройка, нормированная к суммарной полосе синхронизма; $\sigma = \frac{\Delta_0}{\Delta}$; $\eta = \frac{\Delta_1}{\Delta}$ – относительные полосы синхронизма внешнего воздействия и ФАПЧ-1 соответственно; $F(p)$ – операторный коэффициент передачи петли обратной связи.

Отметим, что уравнение (25) эквивалентно уравнению эквивалентной ФАПЧ, в которой сигнал с ФД1 поступает по двум каналам к управителю УЭ1. Один канал является безынерционным с ослаблением σ , а второй канал образуется фильтром низкой частоты ФНЧ1 с передаточной функцией $W_1 p$ и ослаблением $\eta = 1 - \sigma$. За счет увеличения коэффициента передачи безынерционного канала имеет место суммарное расширение полосы захвата γ_3 эквивалентной ФАПЧ по сравнению с обычной.

Покажем справедливость этого утверждения на примере ФАПЧ с простейшим интегрирующим фильтром коэффициент передачи которого $W_1 p = \frac{1}{T_\phi p + 1}$ [24].

Введя затухание $2\lambda = \frac{1}{\sqrt{\Delta T_\phi}}$ и дифференцируя по безразмерному времени $t_1 = \frac{t}{\sqrt{\Delta T_\phi}}$,

получим вместо (25):

$$\ddot{\phi} + 2\lambda (1 + \Delta T_1 \cos \phi - \sin \phi) = \gamma. \quad (26)$$

Это уравнение в точности совпадает с уравнением ФАПЧ с пропорционально-интегрирующим фильтром [25], коэффициент передачи которого

$$W(p) = \frac{T_1 p + 1}{T_\phi p + 1}, \quad (27)$$

где $T_1 = \sigma T_\phi$ – величина, пропорциональная глубине внешнего воздействия σ .

Такое совпадение связано с тем, что пропорционально-интегрирующий фильтр можно представить в виде параллельно соединенных безынерционной ветви с ослаблением $\sigma = \frac{T_1}{T_\phi}$ и ветви с интегрирующим звеном и ослаблением $1 - \sigma$.

Зависимость полосы захвата γ_3 от параметров пропорционально интегрирующего фильтра, заимствованные из [26, 27] приведены на рис.5.

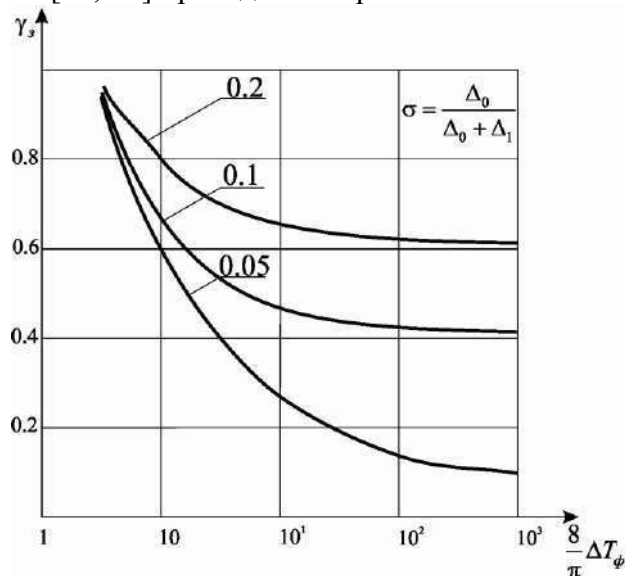


Рис. 5

Они показывают, что относительная полоса захвата $\gamma_3 = \frac{\gamma}{\Delta}$ расширяется при увеличении отношения постоянных времени $\sigma = \frac{T_1}{T_\phi}$. В пределе при $\Delta T_1 \ll 1$ и $\Delta T_\phi \ll 1$ для полосы захвата справедливо выражение

$$\gamma_3 = \sqrt{\sigma(2 - \sigma)}. \quad (28)$$

Составляя выражение (24) и (28) можно заключить, что суммарная полоса синхронизма нарастает линейно при увеличении Δ_1 , обусловленной прямой связью, а полоса захвата γ_3 при этом растет почти пропорционально корню квадратному из указанной величины. Наиболее заметное расширение полосы захвата эквивалентной ФАПЧ от добавления прямой связи получается при небольших значениях Δ_1 обычной ФАПЧ-1.

Это означает, что дополнительное внешнее воздействие в системе ФАПЧ приносит пользу в самом неблагоприятном режиме ее работы.

Определим некоторые характеристики цепи ФАПЧ с пропорционально-интегрирующим фильтром.

Для любого следящего фильтра необходимо обеспечить возможно малую шумовую полосу пропускания ΔF_{III} при заданном коэффициенте демпфирования $\xi = \frac{\omega_{\Pi}}{2\Delta_1}$, где ω_{Π} – ре-

зонансная частота системы ФАПЧ, характеризующая ее полосу пропускания $\omega_{\Pi}^2 = \frac{\Delta_1}{T_1}$.

Оптимальное значение ξ выбирается 0.5. В пределе желательно обеспечить равенство $\Delta F_{III} = \omega_{\Pi}$. Переходная характеристика цепи ФАПЧ с пропорционально-интегрирующим

фильтром при $\xi = 0$ и $\left(\frac{\omega_{\Pi}}{\Delta_1} \rightarrow 0\right)$ представлена на рис. 6 (переходные характеристики цепи

ФАПЧ с пропорционально-интегрирующим (а) и интегрирующим (б) фильтрами при $\xi = 0.5$).

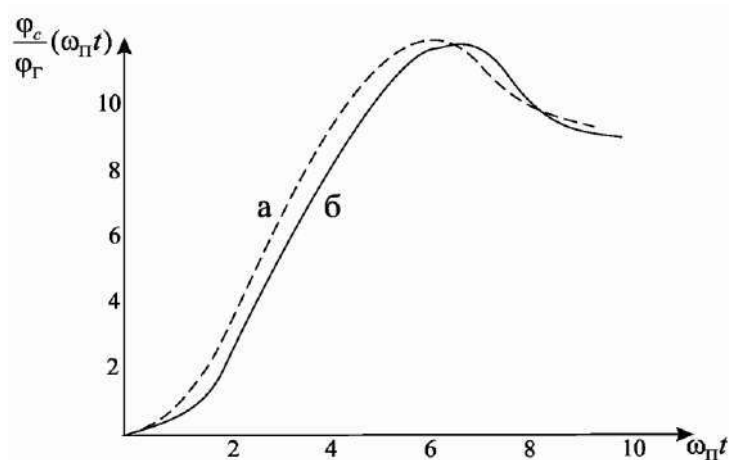


Рис. 6

На рис. 7 представлены частотные характеристики этих двух цепей при аналогичных условиях (частотные характеристики цепи ФАПЧ с пропорционально-интегрирующим (а) и интегрирующим (б) фильтрами при $\xi = 0.5$). Из сравнения кривых на рис. 6 и 7 следует, что основные характеристики цепей ФАПЧ с интегрирующим и пропорционально-интегрирующим фильтрами при $\xi = 0.5$ совпадут. Однако наиболее существенным является следующее: если для интегрирующего фильтра эти характеристики обеспечивались при

полосе пропускания, равной полосе удержания, так как при $\xi = 0.5$ и $\frac{\omega_{\Pi}}{\Delta_1} = 1$, то для пропорционально-интегрирующего фильтра такие характеристики могут быть получены при полосе пропускания, много меньшей полосы удержания – $\frac{\omega_{\Pi}}{\Delta_1} \rightarrow 0$. Следовательно, от контура

ФАПЧ с пропорционально-интегрирующим фильтром можно добиться сколь угодно малого значения шумовой полосы F_{III} (или ω_{Π}) при любых значениях Δ_1 . Это позволяет использовать ФАПЧ с пропорционально-интегрирующим фильтром в качестве следящего фильтра.

Такая фильтрующая система ФАПЧ служит своеобразным узкополосным фильтром для сигнала и позволяет «очистить» сигнал от «загрязняющего» его шума. Она удобна из-за простоты сужения шумовой полосы пропускания ΔF до единиц герца, и даже долей герца, при наличии на входе сигнала с высокой несущей частотой.

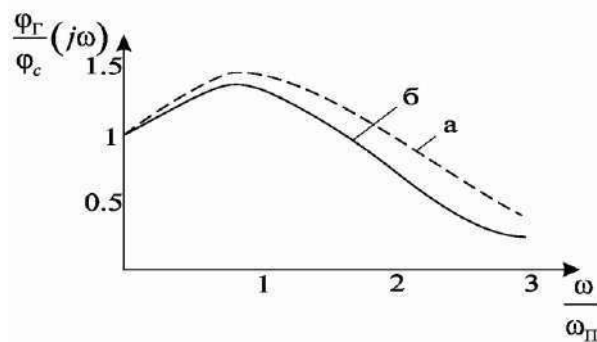


Рис. 7

Если же иметь в виду возможность перестройки частоты СГ на величину $\Delta_1 \ll \omega_{\Pi}$ в соответствии с изменениями частоты сигнала, обусловленной, например, изменениями доплеровской частоты, то становится понятна целесообразность использования синтезированной ФАПЧ в качестве следящего доплеровского фильтра.

Динамическая погрешность $\theta_{УСТ1} t$ при линейном изменении фазы $\varphi_1 = \alpha_1 t$, как и в случае ФАПЧ на синхронизированном генераторе будет равна нулю, а динамическая ошибка при квадратичном изменении фазы будет определяться выражением

$$\theta_{УСТ2} t \approx \frac{T_1 \alpha_2}{\Delta_1}. \quad (29)$$

Выводы

В работе представлены результаты исследований в основном теоретического направления, связанные с дальнейшим совершенствованием комбинированных систем фазовой автоподстройки частоты объекта управления – синхронизированного генератора.

Основная цель выполненных исследований состояла в создании такой следящей системы, которая бы обеспечивала повышение основных показателей качества ее работы в составе следящих измерителей, применяемых в радиолокационных, радионавигационных, связных и других радиотехнических устройствах и системах для осуществления приема и обработки сигналов с регулярной медленно меняющейся частотной составляющей, а именно – доплеровских сигналов, наблюдаемых на фоне аддитивной нормальной помехи.

Анализ существующих систем ФАПЧ с комбинированным управлением подстраиваемого генератора и астатической системы ФАПЧ первого порядка с интегрирующей цепочкой в кольце следящей обратной связи показал, что возможно синтезировать такую систему фазовой автоподстройки частоты синхронизированного генератора, реализующего наилучшие показатели качества работы каждой из рассмотренных систем фазовой автоподстройки.

Исходя из этого был выбран аналог возможной структурно-физической модели ФАПЧ в виде системы двух взаимно связанных колец ФАПЧ, одно из которых было представлено комбинированной системой, а второе – следящей системой ФАПЧ первого порядка. На основе логического совмещения однотипных блоков обеих систем была синтезирована новая система ФАПЧ с комбинированным управлением перестраиваемого генератора, обладающая быстродействием и динамической точностью определяемых системой с синхронизированным генератором, а помехоустойчивостью и фазовой стабильностью, определяемой астатической ФАПЧ с одновременным расширением полосы захвата и полосы удержания.

Синтезированная ФАПЧ достаточно точно описывается дифференциальным уравнением эквивалентной ФАПЧ-1 с пропорционально-интегрирующим фильтром в цепи следящей обратной связи, что обеспечивает известные преимущества такой следящей системы перед астатической системой 1-го порядка.

Замена обычного управляемого генератора в схеме ФАПЧ-1 синхронизированным генератором обладает еще одним заметным преимуществом по сравнению с существующими в тех ситуациях, когда полоса захвата обычной ФАПЧ мала, а также в случаях, когда возможна неисправность, например обрыв в кольце ФАПЧ-1, входящей в состав синтезированной системы.

Список литературы: 1. *Ширман, Я.Д.* Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос. – М. : Радио и связь, 1981. – 416 с. 2. *Ярлыков, М.С.* Статистическая теория радионавигации / М.С. Ярлыков. – М. : Радио и связь, 1985. – 344 с. 3. *Фомин, А.Ф.* Аналоговые и цифровые синхронно-фазовые измерители и демодуляторы. / А.Ф. Фомин, А.И. Хорошавин, О.И. Шелухин ; под ред. А.Ф. Фомина. – М. : Радио и связь, 1987. – 248 с. 4. *Тепляков, И.М.* Радиосистемы передачи информации / И.М. Тепляков, Б.В. Рошин, А.И. Фомин. – М. : Радио и связь, 1982. – 264 с. 5. *Ван Трис, Г.* Теория обнаружения, оценок и модуляции : пер. с англ. / Г. Ван Трис ; под ред. проф. В.Т. Горяинова. – М. : Сов. радио, 1975. – 342 с. 6. *Колчинский, В.Е.* Автономные доплеровские устройства и системы навигации летательных аппаратов / В.Е. Колчинский, И.А. Мандуровский, М.И. Константиновский. – М. : Сов. радио, 1975. – 432 с. 7. *Кантор, Л.Я.* Помехоустойчивость приема ЧМ сигналов / Л.Я. Кантор, В.М. Дорофеев. – М. : Связь, 1977. – 336 с. 8. *Клеппэр, Дж.* Системы фазовой и частотной автоподстройки частоты : пер. с англ. / Дж. Клеппэр, Дж. Фрэнкл ; под ред. А.Ф. Фомина. – М. : Энергия, 1977. – 440 с. 9. *Новоселов, О.Н.* Основы теории и расчет информационно-измерительных систем / О.Н. Новоселов, А.Ф. Фомин. – М. : Машиностроение, 1980. – 280 с. 10. *Линдсей, В.У.* Системы синхронизации в связи и управлении : пер. с англ. / В.У. Линдсей. – М. : Сов. радио, 1978. – 600 с. 11. *Шахгильдян, В.В.* Системы фазовой автоподстройки частоты / В.В. Шахгильдян, А.А. Ляховкин. – М. : Связь, 1972. – 446 с. 12. *Зайцев, Г.Ф.* Комбинированные следящие системы / Г.Ф. Зайцев, В.К. Стеклов. – К. : Техника, 1978. – 268 с. 13. *Стеклов, В.К.* Системы фазовой автоподстройки с дифференциальными связями / В.К. Стеклов, С.Н. Склярченко, Б.Я. Костик. – К. : Техніка, 2003. – 324 с. 14. *Стеклов, В.К.* Комбинированные системы фазовой автоподстройки : моногр. / В.К. Стеклов, А.А. Руденко, А.К. Юдин. – К. : Техніка, 2004. – 327 с. 15. *Щербина, К.А.* Синтез структурно-физической модели следящего фильтра с принудительной перестройкой частоты синхронизированного автогенератора / К.А. Щербина, В.В. Печенин, О.В. Войтенко // Системи управління, навігації та зв'язку. – 2012. – №3(23). – С. 94-98. 16. *Щербина, К.А.* Анализ динамической точности и быстройдействия следящего фильтра с принудительной перестройкой синхронизированного автогенератора / К.А. Щербина, В.В. Печенин, О.В. Войтенко // Системи обробки інформації. – 2012. – Вип.9 (107). – С. 69-72. 17. *Щербина, К.А.* Комбинированная радиотехническая система автоматического управления на основе синхронизированного автогенератора с принудительной перестройкой / К.А. Щербина, В.В. Печенин, О.В. Войтенко // Сучасні тенденції розвитку приладобудування : матеріали 1-ї наук.-техн. конф. для студентів, аспірантів та молодих вчених. – 19-20 листопада 2012 р., – Луганськ, 2012. – С. 342-343. 18. *Печенин, В.В.* Регулирование уровня сигнала синхронизации управляемого генератора следящего доплеровского фильтра / В.В. Печенин, К.А. Щербина, О.В. Войтенко // Физические основы приборостроения. – 2014. – Т.3, №1. – С. 84-91. 19. *Справочник по радиоэлектронике* ; под общ. ред. А.А. Куликовского. – М. : Энергия, 1968. – 566 с. 20. *Печенин, В.В.* Статическая модель доплеровского сигнала автономного измерителя скорости летального аппарата / В.В. Печенин, К.А. Щербина, О.В. Войтенко // Радиотехника. – 2014. – Вып. 177. – С. 64-70. 21. *Островитянов, Р.В.* Статическая теория радиолокации протяженных целей / Р.В. Островитянов, Ф.А. Басалов. – М. : Радио и связь, 1982. – 232 с. 22. *Малахов, А.Н.* Флуктуации автоколебательных системах / А.Н. Малахов. – М. : Наука, 1967. – 660 с. 23. *Печенин, В.В.* Оценка флуктуационных погрешностей следящей системы, реализованной на синхронизированном автогенераторе / В.В. Печенин, К.А. Щербина, М.А. Вонсович, Ю.В. Съедина // Наука і техніка Повітряних Збройних Сил України. – 2014. – №3(16). – С. 33-35. 24. *Автоматическая подстройка фазового набега в усилителях* / под общ. ред. М.В. Капранова. – М. : Сов. радио, 1972. – 108 с. 25. *Тузов, Г.И.* Выделение и обработка информации в доплеровских системах / Г.И. Тузов. – М. : Сов. радио, 1967. – 255 с. 26. *Капранов, М.В.* Асимптотические значения полосы захвата при фазовой автоподстройке частоты / М.В. Капранов // Известия вузов. Радиофизика. – 1968. – Т.11, №7. 27. *Шахгильдян, В.В.* Фазовая автоподстройка частоты / В.В. Шахгильдян, А.А. Ляховкин. – М. : Связь, 1966. – 440 с.

*Национальный аэрокосмический университет
имени Н.Е. Жуковского «ХАИ»*

Поступила в редколлегию 09.10.2016

МЕТОДЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ САМОПРОВЕРЯЕМЫХ ЦИФРОВЫХ АВТОМАТОВ

Введение

Для аппаратной реализации цифровых систем и их компонентов все чаще используются программируемые логические интегральные схемы типа CPLD и FPGA ввиду легкости их освоения и относительно невысоких затрат, связанных с отладкой и организацией мелкосерийного производства. По этим причинам большинство разрабатываемых методов синтеза цифровых устройств ориентировано на эту элементную базу, хотя явно это может и не указываться.

С ростом сложности проектируемых и реализуемых решений растет и необходимость обеспечения надежности их функционирования на приемлемом уровне. Для эффективного решения данной проблемы необходимо еще на этапе проектирования заложить возможности проведения технической диагностики. Это достигается правильным выбором элементной базы, рациональным размещением функциональных узлов и блоков, организацией режимов работы и тестовой и функциональной диагностики. Обеспечение таких характеристик как достоверность результатов, минимальное время обнаружения и локализация отказов, возлагается на схемы контроля.

Каждый метод диагностирования требует применения принципиально разных подходов к выбору типа используемых средств и построению диагностической инфраструктуры. При функциональном диагностировании применяются особые методики проектирования и реализации подконтрольных модулей, так называемое тестопригодное проектирование. При построении многоуровневых цифровых систем внедряется дополнительная инфраструктура для того, чтобы результаты диагностирования каждого низкоуровневого модуля могли быть доведены до самого высокого уровня. При тестовом диагностировании создается отдельная инфраструктура, которая включает в себя средства генерации тестовых векторов и средства анализа выходных реакций диагностируемого модуля. В состав средств анализа выходных реакций часто входят схемы свертки множества выходных последовательностей диагностируемого модуля в формат, удобный для анализа исправности модуля, а также для хранения и передачи системам диагностики и мониторинга более высокого уровня. В состав ДИ также входят вспомогательные средства, которые позволяют отключать проверяемое устройство от функционального тракта, и подключать его к основным элементам ДИ.

Надежность и отказоустойчивость функционирования компьютерных систем (КС) и их подсистем относится к стратегическому уровню защиты безопасности систем автоматического и автоматизированного управления. Поддержка работоспособности и исправности функционирования всех программно-аппаратных средств обеспечивается встроенными средствами тестового, функционального диагностирования и восстановления работоспособности, которые включены в систему технического диагностирования (СТД) или диагностической инфраструктуры (ДИ).

Постановка задачи

Самопроверяемые цифровые автоматы определяются как класс полностью самопроверяемых цифровых устройств, надежно защищенных от ошибок определенного типа. Свойство самопроверяемости является обобщенным для всех дискретных объектов, в которых осуществляется оперативное обнаружение ошибок или неисправностей в процессе функционирования объекта, и заключается в покрытии заданного класса неисправностей как в схемах функционального тракта проверяемого устройства, так и в самих средствах диагности-

ческой инфраструктуры. Ошибки и неисправности могут быть устойчивыми или перемежающимися. В технической диагностике математической моделью ошибок и неисправностей являются логические и константные неисправности. Для систем функционального диагностирования дискретных объектов адекватной является модель логических неисправностей, позволяющая учитывать воздействие перемежающихся неисправностей и кратковременных сбоев.

Самопроверяемые схемы и устройства широко используются в транспортных, аэрокосмических, медицинских системах и т.п. с целью повышения надежности и отказоустойчивости этих систем, обеспечения уровня их самопроверяемости. Функциональный блок (ФБ) в таких устройствах конструктивно сопряжен со схемой встроенного контроля (СВК), которая проверяет принадлежность выходного слова ФБ заданному множеству разрешенных комбинаций выбранного кода, обнаруживающего ошибки.

В современных цифровых устройствах используется большое количество интегральных микросхем сверхбольшой степени интеграции. К ним можно отнести микроконтроллеры, микропроцессоры, цифровые процессоры обработки сигналов и программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС). ПЛИС это универсальный базис для проектирования цифровых устройств любого уровня сложности, который в настоящее время содержит встроенную память, блоки умножения, умножители частоты и прочие встроенные блоки. Спектр применения ПЛИС разнообразен. Они активно используются в аппаратуре специального назначения, таких, как изделия, применяемые в области авионики, космонавтики, управления ответственными промышленными и транспортными объектами, например, железнодорожной автоматике и телемеханике. В таких устройствах большое внимание уделяется надежности элементной базы. В том числе остро стоит проблема повышения отказоустойчивости программируемых интегральных схем. Однако следует отметить, что производители микросхем недостаточно развивают эти направления. Несмотря на рост интереса к рынку отказоустойчивых ПЛИС, число их пользователей все еще не слишком велико и производители не видят коммерческой выгоды в проектировании отказоустойчивых кристаллов.

Цель статьи – разработка алгоритмов и методов повышения отказоустойчивости цифровых систем, реализуемых на ПЛИС, путем создания универсальной диагностической инфраструктуры для самопроверяемых цифровых автоматов в базисе логических ячеек ПЛИС.

Анализ состояния вопроса

Вопрос организации диагностической инфраструктуры в аппаратных реализациях систем криптографической защиты данных в общем и в отдельных реализациях алгоритмов шифрования в частности был поднят, после того как начали появляться различные решения аппаратных реализаций алгоритмов шифрования на ПЛИС. Так, в работе [1] авторы рассматривают последствия, к которым приводят возникающие в аппаратных реализациях алгоритмов шифрования ошибки и неисправности, изучают возможность применения двух методов обнаружения ошибок, один из которых основан на введении избыточности, а второй – на использовании кодов, обнаруживающих ошибки. В работе [2] рассмотрена архитектура построения встроенной системы функционального самодиагностирования для аппаратных реализаций симметричного алгоритма шифрования AES. Предлагаемое решение предназначено для параллельно реализованной архитектуры алгоритма, поскольку активно использует присущие для такой архитектуры циклические повторения одинаковых блоков. Особое внимание в статье уделено тестопригодной реализации подстановочных блоков алгоритма, поскольку они являются основными нелинейными преобразованиями в алгоритме и требуют для своей реализации максимальное количество ресурсов целевой платформы.

Ряд работ посвящен рассмотрению возможности реализации систем встроенного самодиагностирования для защиты от нового класса криптоаналитических атак, направленных на недостатки в реализации алгоритмов шифрования и эксплуатацию особенностей целевой платформы для взлома криптографических систем [3 – 5].

При аппаратной реализации криптографических алгоритмов, составляющие их преобразования могут быть представлены в виде соответствующих булевых функций. Такой подход к их реализации позволяет с высокой степенью оптимальности адаптировать реализацию криптографического алгоритма на ПЛИС, применять известные методы оптимизации, обеспечивать функциональное и тестовое диагностирование [6, 7].

Развитие субмикронных электронных технологий и широкое использование систем на одном кристалле (SoC), ПЛИС типа FPGA и CPLD, функционирующих на тактовых частотах 1 – 5 ГГц позволяет создавать вычислительные системы и цифровые устройства высокой производительности и быстродействия. С другой стороны в системах и устройствах промышленной автоматики, программируемых логических контроллерах промышленного применения, устройствах локомотивной сигнализации входные воздействия формируются датчиками, преобразователями информации, быстродействие которых в $10^3 - 10^6$ раз меньше быстродействия современных СБИС. Это стало предпосылкой появления и развития систем технического диагностирования (СТД) с интеллектуальными свойствами для проверки исправности и работоспособности дискретных объектов (ДО) путем совмещения процедур их функционального и тестового диагностирования в оперативном режиме. СТД осуществляет диспетчеризацию процессов нормального функционирования ДО и оперативного тестового диагностирования, которое осуществляется в интервалах времени неизменных состояний входных сигналов. В соответствии с предлагаемым подходом процедура проектирования строго безопасного ДО состоит из следующих шагов:

1) проектирование полностью самопроверяемой (ПСП) схемы функциональных блоков (ФБ) ДО и ПСП схемы встроенного контроля ДО, осуществляющей проверку исправности ДО в процессе нормального функционирования на рабочих воздействиях;

2) проектирование встроенных средств тестового диагностирования ДО, включающих генераторы тестовых последовательностей и многоканальные синдромно-сигнатурные анализаторы, обеспечивающие проверку исправности ДО для расширенного класса логических и константных неисправностей;

3) проектирование схемы управления и диспетчеризации процедур функционального и тестового диагностирования, восстановления работоспособности и строгой безопасности ДО.

Модель самопроверяемого дискретного автомата

В опубликованных ранее работах [8, 9] разрабатывались различные процедуры синтеза полностью проверяемых цифровых автоматов (ППЦА), комбинационных и последовательностных схем, а также ППЦА схем контроля в соответствии с критериями минимальных затрат; максимального быстродействия с минимальным числом каскадов, блоков, синтезом легкотестируемых структур и т.п.

В системах автоматики [8] традиционно использовался подход защиты от неисправностей, основанный на дублировании входных и выходных сигналов, обнаружении неисправных узлов с последующей заменой их на резервные экземпляры и восстановлением работоспособности системы. Замена дублированного сигнала кодом 1-из-2 не представляет большой сложности, а многолетний опыт проектирования ППЦА с использованием k-из-2k, или m-из-n кодов может быть использован для создания самопроверяемых цифровых автоматов, модель которого представлена на рис. 1 в виде структуры самопроверяемого цифрового автомата Мура, где R_1 и R_2 – входной и выходной регистры соответственно; $СВК_1$, $СВК_2$, $СВК_3$ – полностью самопроверяемые схемы встроенного контроля.

В соответствии с требованиями международного стандарта проектирования цифровых устройств IEEE 1149 “Standard Test Access Port and Boundary-Scan Architecture” входные и выходные переменные в процессе выполнения тестового цикла фиксируются в регистрах R_1 и R_2 . Каждая входная переменная x_i представляется двухпроводным кодом, в котором «0» и «1» – значения x_i – кодируются векторами («01», «10»). При этом любая однонаправленная

ошибка преобразует входную переменную в («00», «11»), что фиксируется в ППЦА схемой контроля СВК₁.

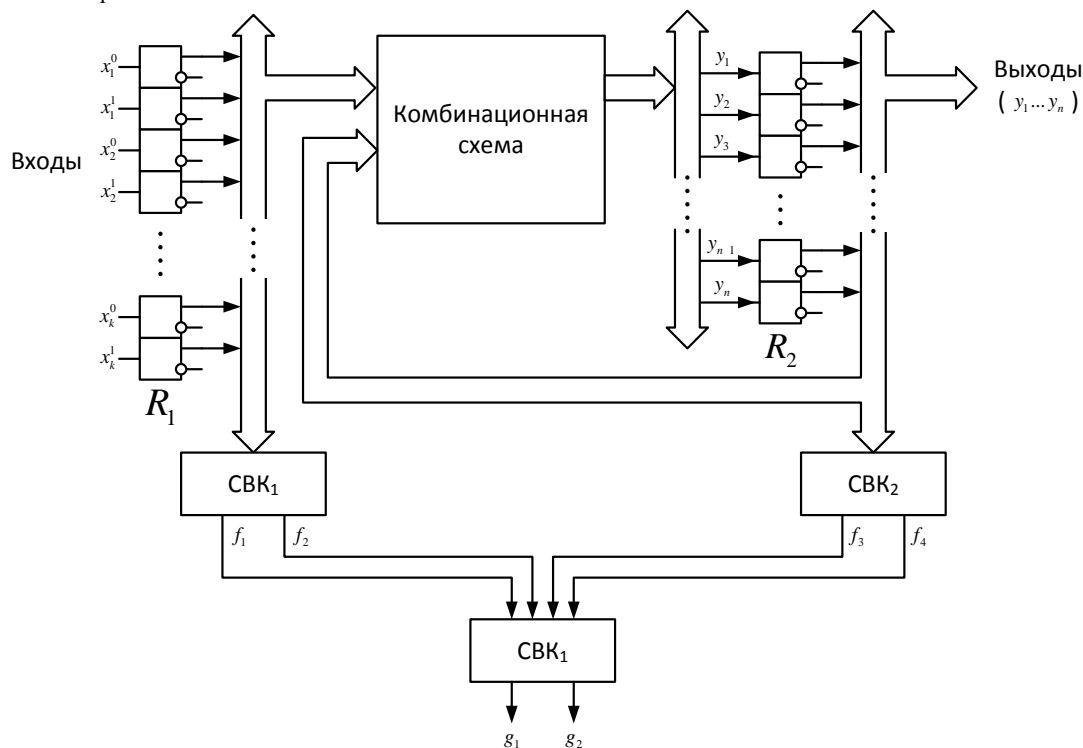


Рис. 1. Структурная модель самопроверяемого цифрового автомата Мура

Выходы автомата Мура, фиксируемые в регистр R_2 , кодируются соответствующим неразделимым кодом m -из- n , а преобразование в некодовое слово в результате воздействия неисправностей комбинационной схемы автомата и регистра R_2 обнаруживается в ППЦА схемой контроля СВК₂. Двухбитовые выходные линии СВК₁ и СВК₂ преобразуют код 2-из-4 в двухпроводный код 1-из-2 ППЦА схемой контроля СВК₃, выходы которой g_1 и g_2 являются индикатором исправности цифрового автомата.

Свойство самопроверяемости цифровых автоматов

Пусть задан автомат $M = (X, Z, Y, \delta, \lambda)$, где $X = \{x_1, x_2, \dots, x_k\}$ – множество входных переменных, образующих k -мерное входное векторное пространство из 2^k векторов; $Z = \{z_1, z_2, \dots, z_q\}$ – множество состояний автомата; $Y = \{y_1, y_2, \dots, y_n\}$ – множество выходных переменных, образующих выходное n -мерное векторное пространство из 2^n векторов; δ, λ – функции переходов и выходов автомата соответственно. Если автомат M исправен, то в соответствии с определениями 1, 2 и 3, приведенными в [8], в процессе функционирования на его входы поступает только подмножество векторов $X_a \subseteq X$, которое называется входным кодовым пространством, а на выходах формируется подмножество $Y_b \subseteq Y$, которое называется выходным кодовым пространством. Элементы кодовых пространств называют кодовыми словами. При появлении неисправностей (ошибок) формируются некодовые слова. Эффективность схемы ППЦА основана на трех фундаментальных предположениях:

- 1) схема является самопроверяемой и защищенной от ошибок для любой одиночной неисправности $r \in \Phi$;
- 2) устойчивая неисправность $r_1 \in \Phi$ не изменяется на протяжении времени поступления на входы всех кодовых слов;
- 3) неисправность порождает однонаправленные ошибки в выходном кодовом пространстве;

Однако второе предположение не всегда выполняется в устройствах промышленного применения. Во-первых, в процессе функционирования таких устройств зачастую не все подмножество X_a входных кодовых слов поступает на входы устройства в определенных интервалах функционирования, а значит, неисправность r_1 может быть не обнаружена на выходе схемы. Во-вторых, в этом интервале функционирования может появиться неисправность r_2 такая, что $r_1 \cup r_2 \notin \Phi$. Тогда нарушается сделанное ранее предположение.

Пусть множество неисправностей $\Phi = \{r_1, r_2, \dots, r_n\}$ появляются в схеме в произвольной последовательности в процессе функционирования устройства.

Схема является самопроверяемой, если для любой последовательности неисправностей $[r_1, r_2, \dots, r_n]$ из множества неисправностей Φ на выходе ее формируется кодовое или некодовое слово на входном векторном пространстве, не обязательно совпадающим с пространством $X_a \subseteq X$ входных кодовых слов.

Корректность определения подтверждается результатами исследований защищенных от расширенного класса константных неисправностей схем ППЦА.

Таким образом, самопроверяемые схемы цифровых автоматов являются расширением схем ППЦА, проверка исправности которых в процессе функционирования должна осуществляться множеством входных векторов, обнаруживающих последовательности одиночных неисправностей, появляющихся на определенных интервалах функционирования устройств.

В [8] предложен метод проектирования самопроверяемых схем, основанный на анализе структуры ФБ, множества самопроверяемых путей транспортировки сигналов на выходы схемы и последующей модификации структуры схемы для обеспечения ее полной самопроверяемости в соответствии с определениями.

Проектирование самопроверяемых автоматов

Представленный в [8] в качестве примера цифровой автомат выбора кода (АВК) автоматической локомотивной сигнализации на входе имеет семь функциональных сигналов (x_1, x_2, \dots, x_7) и два управляющих сигнала (RST, CLK). В результате анализа основных функций АВК по контролю наличия или отсутствия условий, необходимых для выбора требуемого кодового сигнала в пределах контролируемого блок-участка, контроля ситуации на защитном участке, а также анализа сигнальных ситуаций была разработана модель цифрового автомата Мура, которая представлена графом переходов автомата в указанной работе [8, рис. 3].

В качестве анализатора реакций на тестовые последовательности можно использовать типовые схемы многоканальных сигнатурных анализаторов. Предложенное решение позволяет исключить трудоемкие процедуры генерации детерминированных проверяющих тестов и моделирование неисправностей.

Проверка исправности АВК исчерпывающей тестовой последовательности позволяет обнаруживать класс логических и кратных константных неисправностей в соответствии с условиями самопроверяемости АВК.

Проектирование схемы управления и диспетчеризации процедур функционального и тестового функционирования АВК можно выполнить путем использования стандартных и известных методов синтеза управляющих автоматов.

Одной из важнейших частей диагностической инфраструктуры является система генерации и подачи тестовых воздействий на диагностируемый объект. Существует множество вариантов такой системы, среди которых наиболее очевидным является организация массива памяти, хранящего все тестовые векторы. Однако если даже для каждого проверяемого объекта выделять память на сотни проверяющих тестов, то в совокупности такая диагностическая инфраструктура может потребовать объемы памяти для тестов, в несколько раз превышающих доступные ресурсы даже наиболее производительных аппаратных платформ (кристаллов ПЛИС).

Существует еще один общеизвестный метод, при котором затраты на построение системы генерации тестовых воздействий являются минимальными. Его суть заключается в подаче на диагностируемый объект полного множества возможных входных воздействий, которые генерируются с помощью счетчиковых структур, сдвиговых регистров с линейной обратной связью и клеточных автоматов. Главным достоинством такого подхода является исключение дорогостоящих и трудоемких процедур генерации проверяющих тестов и моделирования неисправностей, а также снижение затрат на итоговую схему генератора [9].

Для рассмотренной ранее схемы автомата одним из наиболее приемлемых с точки зрения аппаратных затрат вариантом является встроенный генератор тестовых последовательностей, который реализован на семиразрядном сдвиговом регистре с нелинейной обратной связью (СРНОС), описываемой булевой функцией $f_{oc} = x_7 \oplus \overline{x_1 + x_2 + x_3 + x_4 + x_5 + x_6}$. Генераторы на СРНОС получили значительно меньшее распространение, чем генераторы на базе сдвиговых регистров с линейными обратными связями из-за того, что функциональную зависимость обратной связи отыскать намного сложнее, и методы их описания не вписываются в удобную математическую модель полиномиальной арифметики над конечным полем $GF(2^n)$. Однако генераторы на СРНОС обладают одним преимуществом над генераторами на базе СРЛОС: они способны выдавать полное множество выходных последовательностей 2^n , тогда как генератор на СРЛОС выдает неполную последовательность $2^n - 1$. Такая последовательность не включает тривиальный тест, битовая проекция которого состоит из логических 0, тогда как этот тестовый вектор присутствует практически в любом наборе тестов.

Реализация СРНОС на языке VHDL приведена на рис. 2.

```

library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.all;

entity test_vector_gen_7bit is
    port(
        CLK : in STD_LOGIC;
        CEN : in STD_LOGIC;
        RST : in STD_LOGIC;
        TG_OUTP : out STD_LOGIC_VECTOR(6 downto 0)
    );
end test_vector_gen_7bit;

architecture tg_7bit_arc of test_vector_gen_7bit is
    signal tg_buffer : std_logic_vector(6 downto 0);
    signal feedback_f : std_logic;
begin

    -- register
    SR: process(CLK, RST)
    begin
        if (RST='1') then
            tg_buffer <= (others => '0');
        elsif (CLK'event and CLK = '1') then
            if (CEN = '1') then
                tg_buffer <= tg_buffer(5 downto 0) & feedback_f;
            end if;
        end if;
    end process;

    -- combinatorial part: feedback function and output assignment
    feedback_f <= tg_buffer(6) XOR (tg_buffer(0) OR NOT(tg_buffer(1) OR
tg_buffer(2) OR tg_buffer(3) OR tg_buffer(4) OR tg_buffer(5)));
    TG_OUTP <= tg_buffer;

end tg_7bit_arc;

```

Рис. 2. Листинг кода СРНОС на языке VHDL

Результаты верификации спроектированной схемы приведены на рис. 3. Верификация работы генератора осуществлялась с помощью трех сигналов: на вход CLK был подан периодический сигнал тактовой рабочей частоты с периодом 100 нс (соответствует частоте 10 МГц), на вход RST подан сигнал логической «1» в течение первых двух тактовых циклов, чтобы обеспечить гарантированный сброс верифицируемой схемы. Уровень логической «1», поданный на вход CEN, выполняет запуск перебора последовательности тестовых векторов. Как видно из рисунка, заикливание перебираемой последовательности произошло на 13, 85 мкс от начала моделирования. При условии, что начало процесса генерации приходится на 1050 нс, имеем $13850 - 1050 = 12800$ или 128 тактовых циклов по 100 нс. Таким образом видно, что генератор обеспечивает полный исчерпывающий перебор неповторной последовательности всех $2^7 = 128$ тестовых векторов за не более чем 13 мкс работы системы при тактовой частоте 10 МГц.

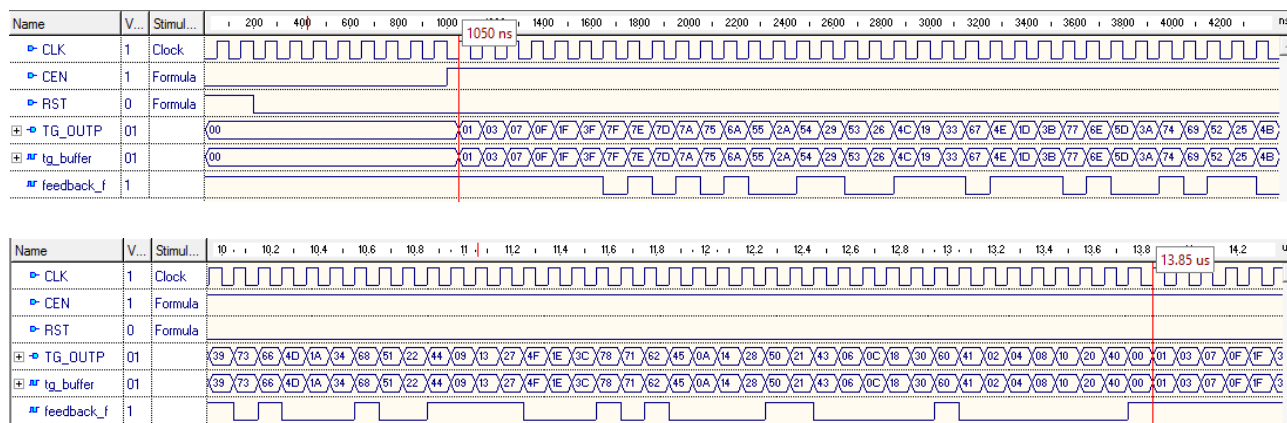


Рис. 3. Результаты верификации СРНОС

Как видно из рисунка, генератор позволяет получить все возможные входные комбинации ($128 = 2^7$).

На рис. 4 представлены результаты синтеза генератора тестов при выборе в качестве целевой платформы микросхемы ПЛИС xc3s100e из семейства Spartan-3E фирмы Xilinx. Реализация схемы в базе ПЛИС фирмы Xilinx занимает 2 4-входовых LUT-элемента и 7 триггеров, что в сумме составляет 4 Slice-ячейки.

test_vector_gen_7bit Project Status			
Project File:	tg_7bit.xise	Parser Errors:	No Errors
Module Name:	test_vector_gen_7bit	Implementation State:	Synthesized
Target Device:	xc3s100e-5tq144	Errors:	No Errors
Product Version:	ISE 14.7	Warnings:	No Warnings
Design Goal:	Balanced	Routing Results:	
Design Strategy:	Xilinx Default (unlocked)	Timing Constraints:	
Environment:	System Settings	Final Timing Score:	

Device Utilization Summary (estimated values)			
Logic Utilization	Used	Available	Utilization
Number of Slices	4	960	0%
Number of Slice Flip Flops	7	1920	0%
Number of 4 input LUTs	2	1920	0%
Number of bonded IOBs	10	108	9%
Number of GCLKs	1	24	4%

Рис. 4. Результаты синтеза генератора тестов на базе СРНОС

Затраты на АВК, представленный в работе [8], составили 13 4-входовых LUT-элементов и 4 триггера (7 Slice-ячеек). Если рассматривать процентное соотношение ресурсов, затрачиваемых на реализацию проверяемого автомата и диагностической инфраструктуры, то предлагаемое решение в виде генератора проверяющих тестов на базе СРНОС составляет около 57 % от затрат на АВК по количеству Slice-ячеек.

Заключение

В результате проведенных исследований введено и обосновано понятие класса самопроверяемых цифровых устройств, разработана автоматная модель, обеспечивающая свойства самопроверяемости. Предложен метод проектирования самопроверяемых автоматов, основанный на совмещении процедур функционального и тестового диагностирования, использовании методов синтеза полностью самопроверяемых схем и синтеза схем встроенного тестового контроля с использованием методов компактного тестирования. Разработанный метод проектирования самопроверяемых автоматов, основан на совмещении процедур функционального и тестового диагностирования, использовании методов синтеза полностью самопроверяемых схем и синтеза схем встроенного тестового контроля с использованием методов компактного тестирования.

Предложенный метод является универсальным и может быть использован как при проектировании цифровых систем управления, так и для разработки надежных модулей криптографической защиты данных. Применение предложенных моделей и методов демонстрируется на примере проектирования самопроверяемого автомата. На примере автомата АВК, приведенного в работе [8], была синтезирована модель генератора проверяющих тестов на базе генератора СРНОС для диагностической инфраструктуры полностью самопроверяемого цифрового автомата, которая показала степень затрат на уровне 57 % от затрат на реализацию самого цифрового автомата. Данное приращение аппаратных затрат является несущественным, т.к. суммарно автомат с его диагностической инфраструктурой занимает меньше 1 % площади кристалла ПЛИС xc3s100e семейства Spartan-3E фирмы Xilinx.

Список литературы: 1. Bertoni, G. et al. Error analysis and detection procedures for a hardware implementation of the advanced encryption standard // IEEE Transactions on Computers. – 2003. – Т. 52. – №. 4. – P. 492-505. 2. Di Natale, G., Flottes, M. L., Rouzeyre, B. On-Line Self-Test of AES Hardware Implementations // The 37-th Annual IEEE/IFIP International Conference on Dependable Systems and Networks, 2007. 3. Blömer, J., Krummel, V. Analysis of countermeasures against access driven cache attacks on AES // International Workshop on Selected Areas in Cryptography. – Springer Berlin Heidelberg, 2007. – P. 96-109. 4. Opritoiu, F., Bozesan, A., Vladutiu, M. Pseudo random self-test architecture for Advanced Encryption Standard // Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME), 2013 IEEE 19th International Symposium for // IEEE. – 2013. – P. 271-276. 5. Mathew, J. et al. On the synthesis of attack tolerant cryptographic hardware // 2010 18th IEEE/IFIP International Conference on VLSI and System-on-Chip // IEEE. – 2010. – С. 286-291. 6. Дербунович, Л. В., Караман, Д. Г., Методы функционального диагностирования ошибок шифрования в симметричных криптографических системах // Вестник НТУ «ХПИ». – №57. – С. 81-86. 7. Дербунович, Л. В., Караман, Д. Г., Пащенко, Т. Н. Метод синтеза древовидных легкотестируемых логических схем // Вестник НТУ "ХПИ". Автоматика и приборостроение. – 2009. – Вып. 23. – С. 64-70. 8. Мирошник, М. А. Метод проектирования строго безопасных автоматов локомотивной сигнализации. / Дербунович Л. В., Малиновский М. Л., Караман Д. Г., Мирошник М. А. Осипенко А. Н. // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. – 2012. – №5. – С. 25-42. 9. Кулак, Э.Н., Ларченко, Л.В., Филиппенко, И.В. Метод анализа тестопригодности цифровых схем при генерации взвешенного псевдослучайного теста // Науч.-техн. и практ. журнал. – Уралск : ТОО «Уралнаучкнига», 2014. – № 42 (121). – С 70 -78.

*Украинский государственный университет
железнодорожного транспорта, г. Харьков;
Харьковский национальный
университет радиоэлектроники;
Азербайджанский государственный университет
нефти и промышленности, г. Баку, Азербайджан
Харьковский национальный университет «ХПИ»
Харьковский национальный университет городского
хозяйства имени А.Н. Бекетова,*

Поступила в редколлегию 31.10.2016

ТЕХНОЛОГИЯ, ОБОРУДОВАНИЕ И ПРОИЗВОДСТВО ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ

УДК 621.396.67.095

А.В. НИКИТЧУК, Б.М. УВАРОВ, *д-р техн. наук*

ОПТИМИЗАЦИЯ ТЕПЛООВОГО РЕЖИМА И НАДЕЖНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО БЛОКА

Введение

Одной из типовых конструкций радиоэлектронного блока является корпус (субблок) с установленными в нем ячейками – каркасами с печатными платами (ПП), на которых размещаются элементы электронной структуры (ЭЭС).

Тепловые воздействия внешней среды и внутренние тепловыделения в ЭЭС приводят к повышению температур элементов, что, как правило, снижает их надежность. Обычно тепловыделения в ячейках различны и целесообразно размещать их в корпусе блока таким образом, чтобы температуры в них были минимальными, и тогда показатели их надежности, как и всего радиоэлектронного аппарата (РЭА), будут максимальными.

То же и в самих ячейках: рациональное размещение ЭЭС на платах может снизить температуру и повысить надежность как элементов, так и всей ячейки. Топологическая оптимизация температур и надежности в ячейках (изменением размещения ЭЭС на печатной плате) рассмотрена в [1]. Там же приведены полученные аналитически уравнения для расчета температур теплового поля ячейки и ее тепловыделяющих элементов – ЭЭС, описаны разработанные компьютерные программы и результаты имитационного моделирования.

Для оптимизации тепловых режимов и надежности ячеек в блоке необходимо разработать алгоритм и соответствующее ему программное обеспечение, а для автоматизированного расчета показателей надежности следует создать базу данных большинства ЭЭС, применяемых в РЭА и включить ее в программу расчета надежности ячеек.

Этой проблеме и посвящена настоящая статья.

Расчет усредненных температур ячеек в блоке

Первоначальная оценка оптимальности размещения ячеек в корпусе блока может быть произведена по значению усредненных температур $T_{срj}$ всех ЭЭС каждой ячейки:

$$T_{срj} = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k T_i,$$

где T_i – температуры ЭЭС, k – их количество в ячейке.

Температуры T_i в значительной степени определяются температурой теплоносителя (воздуха) в корпусе и размещением ячеек в корпусе блока. Для большинства типовых конструкций блоков ячейки размещаются вертикально, с минимальными зазорами между ними (последние определяются размерами ЭЭС максимальной высоты), образуя так называемую нагретую зону – это блоки с плотной компоновкой. Тепловой режим в таком блоке формируется тепловыделениями ЭЭС, характером конвекции в зазорах – естественной или принудительной (в последнем случае циркуляция теплоносителя обеспечивается вентилятором).

Для расчета температур стенок корпуса, воздуха в зазорах, среднеповерхностной температуры нагретой зоны могут использоваться существующие компьютерные программные продукты, например входящие в состав комплекса *SolidWorks*, или более компактная программа *BlockTermo2* [2]. Критерии теплоотдачи от соответствующих поверхностей в блоке этой программой рассчитываются на основе критериальных уравнений [3]:

– для естественной конвекции: $Nu = f_1(Gr \cdot Pr)$;

– для принудительной: $Nu = f_2(Re \cdot Pr)$,

где Nu , Gr , Pr , Re – критерии Нуссельта, Грасгофа, Прандтля, Рейнольдса соответственно; f_1 , f_2 – соответствующие функциональные зависимости.

Радиационный теплообмен между ячейками и стенками корпуса и между самими ячейками рассчитывается в соответствии с законом Стефана – Больцмана [3].

Обычно в блоках ячейки расположены вертикально для интенсификации конвекционных потоков; кроме того, для двух крайних ячеек, находящихся у боковых стенок корпуса, охлаждение улучшается благодаря радиационному теплоотводу от ЭЭС к более холодной стенке корпуса.

Когда температуры стенок корпуса T_k и воздуха в корпусе T_v рассчитаны, можно найти для каждой ячейки ее усредненную температуру T_j , сформировав систему уравнений, учитывающих конвекционные тепловые потоки от каждой ячейки к воздуху внутри корпуса, радиационные от ячейки к стенкам корпуса, радиационные между самими ячейками.

Схема тепловых связей между ячейками и стенками корпуса приведена на рис. 1:

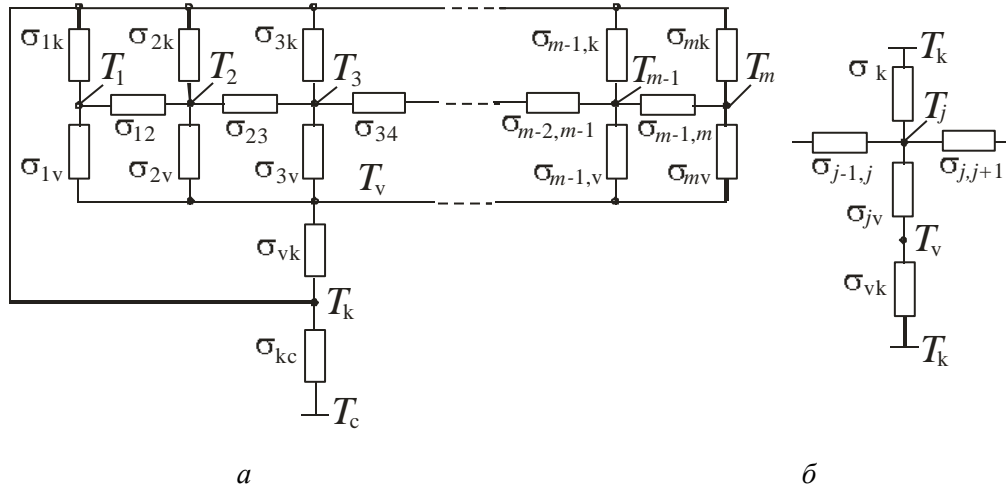


Рис. 1. Тепловые связи в корпусе блока:

а – тепловые потоки от ячеек к воздуху и стенкам корпуса;

б – тепловые связи отдельной ячейки с другими, воздухом и стенками корпуса

Согласно схеме рис.1, *а* теплота от всех ячеек в конечном счете отводится к стенкам корпуса, а затем отдается в окружающую среду. Для ячейки, которая находится между другими, схема тепловых потоков приведена на рис.1, *б*: $\sigma_{j-1,j}$, $\sigma_{j,j+1}$ – радиационный теплообмен с соседними ячейками; σ_{jk} – радиационный теплообмен ячейки со стенками корпуса; σ_{jv} – конвективный теплообмен ячейки с внутренним воздухом в корпусе; σ_{vk} – конвективный теплообмен внутреннего воздуха со стенками корпуса. Две крайние ячейки с температурами T_1 и T_m имеют каждая одну радиационную связь с соседней ячейкой и еще радиационную связь со стенкой корпуса.

Температура стенок корпуса обычно ниже, чем температура любой ячейки, поэтому условия охлаждения двух крайних ячеек лучше, чем условия тех, что находятся между соседними.

Система уравнений математической модели тепловых потоков:

$$\left. \begin{aligned} \alpha_1 S_{1k} T_1 - T_v + c_{1k} S_{1k_r} T_1^4 - T_k^4 + c_{12} S_{12_r} T_1^4 - T_2^4 - Q_1 &= 0; \\ &\dots \\ \alpha_j S_{jk} T_j - T_v + c_{jk} S_{jk_r} T_j^4 - T_k^4 + c_{j,j-1} S_{j,j-1_r} T_j^4 - T_{j-1}^4 + c_{j,j+1} S_{j,j+1_r} T_j^4 - T_{j+1}^4 - Q_j &= 0; \\ &\dots \\ \alpha_m S_{mk} T_m - T_v + c_{mk} S_{mk_r} T_m^4 - T_k^4 + c_{m,m-1} S_{m,m-1_r} T_m^4 - T_{m-1}^4 - Q_m &= 0; \end{aligned} \right\} (1)$$

Решение этой системы уравнений дает значения усредненных температур T_j – это тепловой фон ячейки, относительно которого определяются местные перегревы и температуры

T_i каждого из ЭЭС, в соответствии с выделяемой им тепловой энергией, а по ним и показатели надежности.

Оптимизация показателей надежности ячеек и всего блока

Тепловой режим в блоке, а следовательно, и показатели его надежности можно оптимизировать, рационально располагая ячейки относительно друг друга так, чтобы температуры в них были минимальны.

Тепловыделения в ячейках в большинстве конструкций неодинаковы, зависят от тепловой мощности установленных в них ЭЭС. На первый взгляд, ячейки с максимальным тепловыделением следует разместить у боковых стенок, температуры которых ниже, чем поверхности ячеек средней зоны, а остальные так, чтобы добиться минимума температур в них. Однако даже при таком расположении ячеек в какой-то из них может оказаться ЭЭС, надежность которого минимальна, и поэтому следует искать другое размещение ячеек, обеспечивающее максимальную надежность всего блока.

Это и приводит к необходимости решения проблемы оптимизации конструкции блока по показателю его надежности.

При большом числе ячеек в корпусе блока рационального их размещения добиться сложно, поскольку это число неповторяющихся вариантов P_k размещения k ячеек в блоке равно числу перестановок: $P_k = k!$, и даже для небольшого числа ячеек вариантов их размещения достаточно велико (для пяти ячеек $P_k = 5 \cdot 4 \cdot 3 \cdot 2 = 120$).

Поэтому была разработана компьютерная программа *OptimBlock* для размещения ячеек в блоке, обеспечивающая максимальное значение вероятности безотказной работы всего блока.

На рис. 2, а приведено окно ввода данных для блока: необходимо задать размеры корпуса, толщину и критерий теплопроводности материала стенок, температуру окружающей среды.

Затем необходимо последовательно для каждой ячейки ввести ее длину, высоту, толщину (определяется высотой наибольших функциональных узлов, микросборок), суммарную мощность тепловыделений ее ЭЭС, координаты установки ячейки в корпусе блока (рис. 2, б).

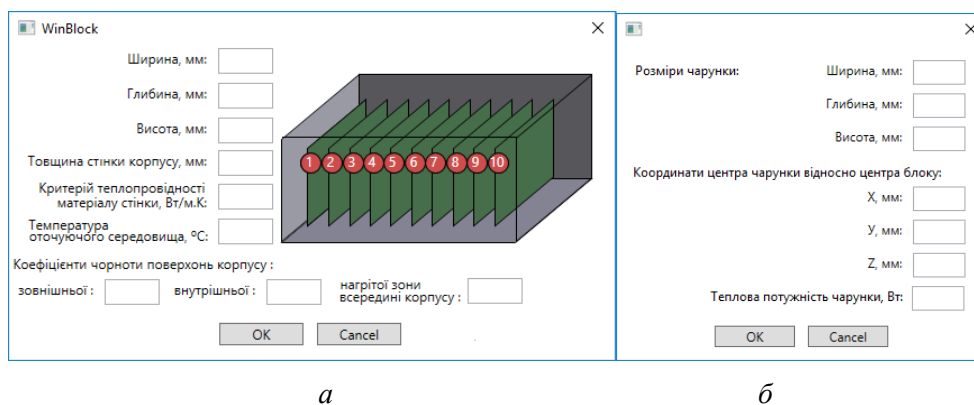


Рис. 2. Ввод параметров: *a* – блока; *б* – ячейки

По этим данным программа формирует совокупность ячеек как нагретую зону, рассчитывает температуру стенок корпуса, воздуха в корпусе, критерии теплоотдачи от ЭЭС к воздуху внутри корпуса, от воздуха в корпусе к его стенкам, от стенок к окружающей среде (подобно тому, как это делается программой *BlockTermo 2*).

Основу алгоритма программы составляет программный модуль, генерирующий порядковые номера установки ячеек в блоке. При первоначальном размещении две ячейки с максимальным тепловыделением устанавливаются у боковых стенок блока.

В процессе оптимизации программа обеспечивает такое положение ячеек в блоке, при котором температуры ЭЭС в каждой ячейке минимальны. Целевой функцией оптимизации,

максимальное значение которой программа должна обеспечить, является вероятность $P(\tau)$ безотказной работы всего блока:

$$P(\tau) = \prod_j P_j \quad \tau = \prod_j \left[\prod_i P_i \tau \right] \rightarrow \max (2),$$

где $P_j(\tau)$ – вероятности безотказной работы ячеек, $P_i(\tau)$ – входящих в ячейку ЭЭС.

Для расчета температур ЭЭС в ячейках, а по ним – и показателей надежности $P_i(\tau)$ – необходимо уточнить параметры плат ячеек и ввести параметры самих элементов, что иллюстрирует рис. 3:

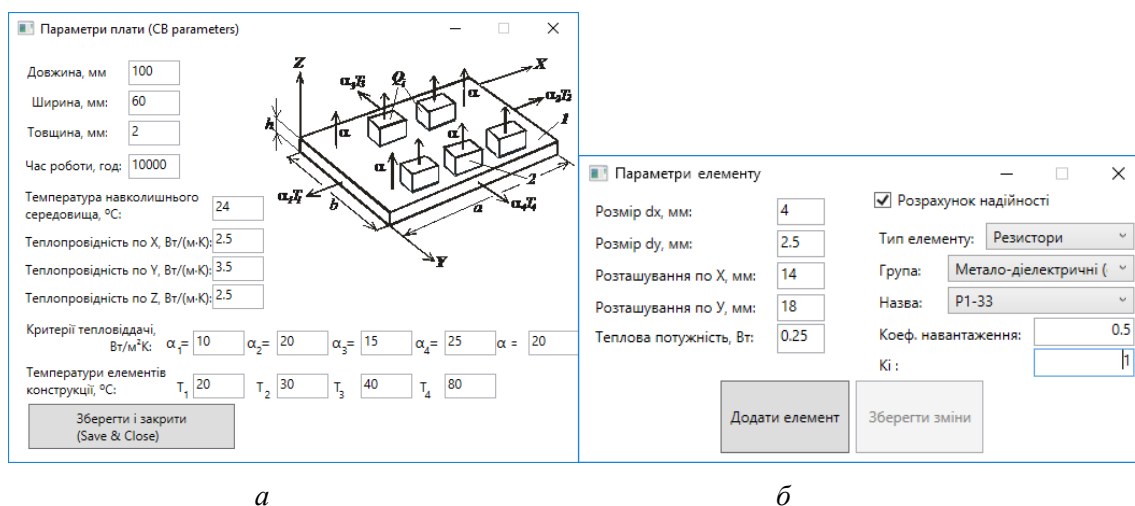


Рис. 3. Ввод параметров платы – а, ЭЭС – б

В первом окне на рис. 3, а вводят: для основания ячейки – прямоугольной платы – размеры $a \times b \times h$; критерии теплопроводности материала платы (они могут быть различными в направлении осей X, Y, Z); продолжительность периода работы, для которого должна рассчитываться вероятность $P(\tau)$. Значение критерия теплоотдачи αc боковых поверхностей платы – рассчитаны на предыдущем этапе и выводятся для уточнения – его можно при необходимости изменить. Необходимо также ввести значения температур T_1, T_2, T_3, T_4 (это могут быть температуры окружающих ячейку элементов конструкции корпуса блока) и критериев теплоотдачи $\alpha_i k$ этим элементам.

Далее необходимо ввести параметры ЭЭС платы: размеры элемента, координаты положения на плате, тепловую мощность (рис. 3, б). В самой программе записана база данных (БД) ЭЭС, которые чаще всего применяют в электрических схемах РЭА:

- резисторов типов Р, С, РП, СП, ПП, КМТ, ММТ, СТ, ТР, 301-319, НР, Б, ПР ;
- конденсаторов типов: К, СГМ, МБГ, ФТ, КТ, Б, КС, КБП;
- трансформаторов типов ТА, ТН, ТО, ТВ, ТП, БТИ, МТИ, ММТИ, ТИ, ТИИ, ТИМ, ТИР, ФИТ, ГХ, ММТС, Т, ТВЛ, ТНЧ, ТОТ, ТУМ, ТФ;
- полупроводниковых приборов типов Д, 2Д, 2Ц, 2В, 2ДС, 2С, 2Т, 1НТ, 2ТС, 2ПС, 2П, 3П, 2У, 2А, 3А;
- интегральных микросхем.

В ячейках «Тип элемента», «Группа», «Название» (рис. 3, б) необходимо выбрать из БД согласно электрической схеме нужный элемент. Значение базовой интенсивности отказов λ_0 для выбранного элемента находятся в БД, программа их определяет сама, а коэффициент нагрузки элемента должен быть задан. При необходимости учета дополнительных коэффициентов K_i , определяющих расчетную надежность элемента (влияние механических нагрузок, влажности, высоты аппарата над уровнем моря) их также необходимо задать.

Согласно этим данным, а также соответствующим математическим моделям [4], программа рассчитывает коэффициент режима K_p для каждого элемента.

Полученные температуры используются в программе для расчета вероятности безотказной работы $P_i(\tau)$ каждого ЭЭС согласно модели DN -распределения (диффузионного немоного) [5].

“Флажок” возле надписи “Расчет надежности” ставится в случае, если необходимо рассчитать и температуры, и показатели надежности; если его не ставить, будут рассчитаны только температуры.

В процессе оптимизации координаты расположения ячеек в корпусе определяются с помощью генератора псевдослучайных чисел; число вариантов расположения должно быть таким, чтобы оно находилось в пределах P_k (обычно не менее $P_r = 64$).

Для каждого варианта размещения рассчитываются температуры ЭЭС и показатели надежности каждой ячейки. Из полученного массива $[P(\tau)]_k$ выбирается вариант, для которого ЦФ (2) максимальна, и это значение ЦФ фиксируется.

Процедура генерации вариантов, расчета температур и показателей надежности повторяется до тех пор, пока не будет найден вариант с максимальным значением ЦФ.

Пример работы модуля генерации вариантов размещения десяти ячеек в корпусе блока показан на рис. 4: a – первоначальное размещение ячеек, b – полученное в результате работы программы и обеспечивающее максимальное значение $P(\tau)$:

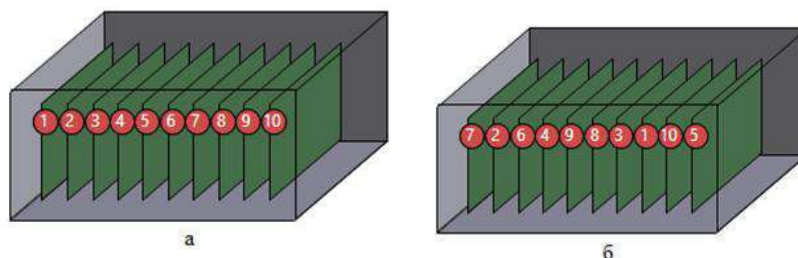


Рис. 4. Компоновка ячеек в блоке: a – исходная; b – после оптимизации

Таким образом, обеспечивается минимум температур ЭЭС в ячейках и максимальная надежность всего радиоаппарата.

Оптимизация температур и надежности ЭЭС ячеек изменением топологии

После оптимального размещения ячеек в блоке имеются дополнительные возможности снижения температур ЭЭС и повышения их надежности с помощью оптимизации топологии ячеек – оптимального (с точки зрения надежности) выбора координат расположения ЭЭС на ПП ячейки – это обеспечивается программой *OptPlat2015* [2].

Исходные данные для программы – типы ЭЭС, их размеры, тепловыделения каждого элемента. Координаты установки ЭЭС могут задаваться в соответствии с электрической схемой (обычно группируются элементы, принадлежащие одной функциональной группе ячейки) или произвольно.

В процессе поиска оптимальной топологии, эти координаты программой будут изменяться до тех пор, пока не будут получены максимальные показатели надежности. Практика эксплуатации программы *OptPlat2015* показала, что определенная по функциональному назначению группировка ЭЭС в известной мере соблюдается даже и при оптимальной (по надежности) топологии.

Температуры ЭЭС и их надежность зависят от координат их положения на ПП ячейки x_i, y_i , которые формируются с помощью генератора псевдослучайных чисел. Значение ЦФ вычисляется на каждом шаге оптимизации, если изменяются координаты центров ЭЭС x_i, y_i , пока не будет найден вариант, при котором достигнут максимум $[P(\tau)]_k$.

Моделирование процесса оптимизации проведено на нескольких вариантах ПП ячеек и при различном расположении ФУ и ТВЭ.

Ниже приведены результаты оптимизации топологии платы с размерами $120 \times 100 \times 1.5$ мм (из керамики $\kappa \lambda = 15$ Вт/м.К), на которой установлены ЭЭС общей мощностью $P_{\Sigma} = 9,5$ Вт. Критерии теплоотдачи с поверхностей платы и ЭЭС ($\alpha = 15$ Вт/м²К) соответствуют процессу принудительной конвекции. Интервал времени, для которого определялась вероятность безотказной работы, принят равным 10^5 ч. На изображениях элементов программа указывает их температуры (в °С).

На рис. 5 показаны положения и температуры ЭЭС – до и после оптимизации:

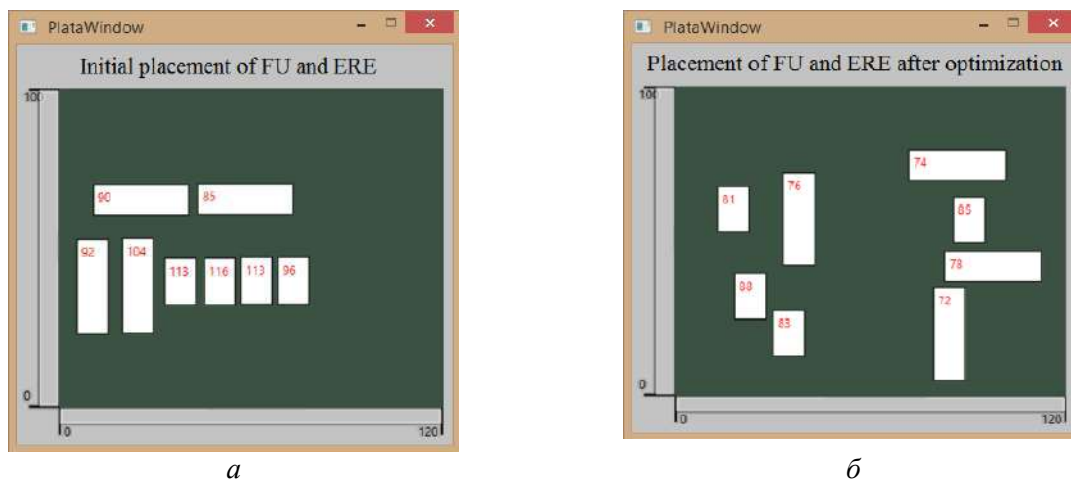


Рис. 5. Топология платы: а – до оптимизации; б – после

Продолжительность самого итерационного процесса зависит от мощности персонального компьютера (ПК) и числа ЭЭС на плате; для 8 ЭЭС ПК с тактовой частотой 3,3 ГГц провел оптимизацию за 6 итераций и 493 вычисления ЦФ, и на это затрачено 85 с. Вероятность безотказной работы ячейки увеличилась на 25,3 %.

Программа *OptPlat2015* может использоваться для расчета показателей надежности и поиска более «выносливых» элементов – для увеличения вероятности безотказной работы.

Топологическая оптимизация температур и надежности ЭЭС в ячейках может применяться в конструкциях РЭА, где расположение ЭЭС может варьироваться в известных пределах без изменения функциональных характеристик ячейки (электромагнитной совместимости). Это большинство конструкций ячеек РЭА; исключение составляют «линейки» сверхвысокочастотных усилителей и генераторов, оптоэлектронная аппаратура.

Выводы

1. Предложены методы оптимизации расположения ячеек в корпусе радиоэлектронного аппарата, позволяющие обеспечить минимальные температуры электронных компонентов ячеек, следовательно – и их максимальную надежность.

2. Рассмотрен метод топологической оптимизации ячейки – изменения координат электронных компонентов, позволяющий получить максимальные показатели надежности их и всей ячейки.

3. Описаны разработанные программные продукты (программы систем автоматизированного проектирования), в которых реализованы указанные методы.

Список литературы: 1. Уваров, Б.М., Зінковський, Ю.Ф. Оптимізація теплових режимів та надійності конструкцій радіоелектронних засобів з імовірнісними характеристиками. – Київ : Корнійчук, 2011. – 201 с. 2. Уваров, Б.М. Автоматизація визначення показників механічної витривалості, теплових режимів та надійності радіоелектронних апаратів : електрон. навч. посіб. – К. : НТУУ «КПІ», 2015. – 128 с. 3. Исаченко, В.П., Осипова, В.А., Сукомел А.С. Теплопередача : учебник для вузов ; изд. 3-е, перераб. и доп. – М. : Энергия, 1975. – 488 с. 4. С.Ф., Горбачева, В.М., Мартынова, М.Н., Петров, Г.А. Надежность электрорадиоизделий : справочник. – МО РФ и НИИ «Электронстандарт», 2004. – 620 с. 5. ДСТУ 2862-94. Методи розрахунку показників надійності.

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ И СРЕДСТВ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

УДК 615.472.03

*Ю.И. КОЗИН, д-р мед. наук, В.И. ЛЕОНИДОВ, канд. техн. наук,
А.В.КРАВЦОВ, канд. мед. наук, Р.А. БОБНЕВ*

УСТРОЙСТВО ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК БИОТКАНИ

Введение

В соответствии с современным научным представлением [1 – 12], электрические свойства биоткани связаны с ее жизнеспособностью. При этом свойства участков ткани, в том числе и пораженных, определяются свойствами ее отдельных элементов – дипольных моментов макроскопических областей ограниченных средами с низкой электропроводностью, ориентационной поляризацией протеинов, воды и электролитов, дипольных моментов ядер и отдельных клеток. Такая совокупность свойств создает основные трудности при проектировании приборной базы, которая позволяет осуществлять оперативную диагностику состояния биоткани непосредственно в момент выявления ее поражения, в том числе и в полевых условиях.

Хорошо известно, что при лечении поражений или при трансплантации тканей одним из важных условий успешного проведения операции является как можно более раннее определение границ некротических поражений. Однако широкодоступных и надежных методов оперативной оценки степени жизнеспособности тканей в настоящее время не разработано.

Как показано в работе [2], объективно оценить состояние мембран клеток позволяет метод, основанный на измерении электрического импеданса исследуемой ткани. К настоящему времени установлено [3], что по показателям импеданса можно также определить границы злокачественных опухолей, некротических изменений, термических ожогов, острой кишечной непроходимости и др. По мнению авторов этих работ, такая возможность основана на специфических характеристиках свойства электропроводности биотканей и обусловлена ее клеточной структурой.

Клеточная структура означает, что в процессе прохождения электрического тока участвуют две составляющие биоткани: межклеточная жидкость и собственно клетки. Следовательно, характеристики электропроводности определяются как характеристиками этих составляющих, так и плотностью и способом «упаковки» клеток.

Проводимость клеточных «слоев» обусловлена вязкостью, растворимостью ионов, их размерами и подвижностью, линейными размерами внутриклеточных структур и молекул. Следовательно, проводимость биотканей является многопараметрическим свойством, при этом относительный «весовой» вклад каждого из влияющих факторов в результирующую проводимость как участка, так и некоторого объема ткани представляется некоторым распределением со случайными параметрами.

Таким образом, электрические свойства биоткани мало изучены, но в то же время обладают высоким информативным содержанием с точки зрения описания свойств жизнеспособности биотканей. Поэтому комплексное исследование электрических свойств биотканей, проводимое совместно, например с гистологическим исследованием, которое в данном случае можно принять как референтное, позволит создать библиотеку готовых решений относительно характеристик состояния биоткани и тем самым повысить достоверность диагностических заключений относительно текущего состояния жизнеспособности биоткани.

Также следует отметить, что в настоящее время отсутствуют стандартизованные аппаратные средства определения жизнеспособности биотканей, которые позволяли бы оперативно оценить возможность пораженной ткани к самовосстановлению.

В связи с этим, основной концепцией развития научных исследований в направлении создания методов и средств оперативной диагностики жизнеспособности биоткани следует считать создание правил выделения и анализа электрических свойств ее отдельных структурных элементов, в том числе и на ее пораженных участках, при этом главным представляется положение об определяющем влиянии именно вида распределения относительного «весового» вклада электрических свойств отдельных структурных элементов в результирующее состояние биоткани, определенное относительно ее способности к восстановлению.

Наиболее широко используемым методом измерения импеданса биотканей считается метод частотного анализа [3]. При этом показателем жизнеспособности принимается величина коэффициента поляризации, который вводится в виде простого отношения:

$$Kn = \frac{|z_{f1}|}{|z_{f2}|} \quad \text{где } |z_{f1,2}| \text{ – модуль полного электрического сопротивления участка биоткани на}$$

частотах f_1 и f_2 соответственно. Однако величины частот $f_{1,2}$, на которых производятся измерения, строго не определены. Например, в [1] принимается $f_1 = 10 \text{ кГц}$ и $f_2 = 1,0 \text{ мГц}$.

Как следует из анализа литературных источников, частотный метод оценки жизнеспособности биоткани недостаточно исследован, имеет многопараметрическую зависимость, для получения надежных результатов, требует относительно больших интервалов времени и, следовательно, в оперативной обстановке как экспресс-анализ неизбежно приведет к неопределенности результата.

Наиболее универсальным и предпочтительным на данном этапе развития метода импедансометрии как методологии оценки жизнеспособности пораженных участков биоткани представляется подход, основанный на временном анализе процесса поляризации – определение изменения поляризации во времени в ответ на ступенчатое («мгновенное») включение внешнего электрического поля. Если за интервал времени Δt напряженность внешнего электрического поля возрастает от нуля до значения $E \leq E_{\max}$, то зависимость во времени поляризации P имеет одинаковый характер для всех механизмов поляризации [3], а напряжение на исследуемом участке ткани описывается выражением, близким к экспоненциальной зависимости.

Цель работы – выявление граничных значений параметров системы анализа информационных сигналов, возникающих при зондировании биоткани импульсами микротока.

Измерительное устройство

Для достижения поставленной цели был создан экспериментальный образец устройства измерения электрических характеристик биоткани и представления выходных данных. Блок-схема устройства приведена на рис. 1.

Устройство состоит из двух функциональных модулей: модуль зонда-приемника и модуль обработки и представления данных.

Модуль зонда-приемника состоит из канала измерения температуры биоткани и канала формирования интервалов времени, равных постоянной времени переходного процесса, связанного с возмущением, возникающим в среде биоткани при прохождении через нее импульса электрического тока.

Канал измерения температуры состоит из датчика температуры, в качестве которого используется стандартная термопара *L-типа*, и схемы преобразования, в которой ток датчика $I_{ДТ}$ преобразуется в напряжение $U_{Твых}$ на выходе схемы.

Канал измерения постоянной времени содержит два электрода, на которые через токоограничивающий резистор $R_{огр}$ и линию связи подается зондирующий импульс и которые, в свою очередь, накладываются на исследуемый объект. Величина импульса тока не превышает значения $I_z \leq 100 \cdot 10^{-6} \text{ А}$, длительность $\tau_{знд} = 120 \cdot 10^{-3} \text{ с}$. Для исключения эффекта накопления остаточных явлений в биоткани на исследуемый участок подаются зондирующие импульсы с чередующейся полярностью. Интервал времени между импульсами $T_{имп} = 0,5 \text{ с}$.

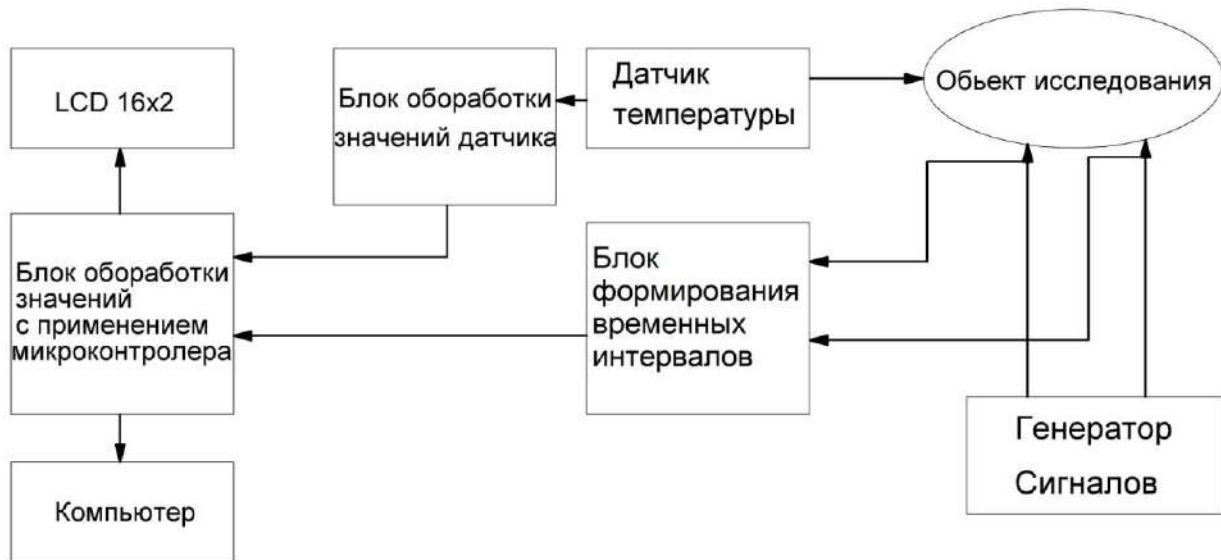


Рис. 1. Блок схема устройства

На электродах, в результате существования свойства поляризации биоткани, формируется сигнал, форма которого в первом приближении описывается выражением

$u_{\text{exp}} = U_{\tau} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{\text{exp}}}} \right)$. Этот сигнал через отдельную линию связи подается в приемное устройство, в котором с помощью пары компараторов формируется импульс напряжения единичной амплитуды $U_{\tau} = 1$ и длительностью $\tau_{\text{изм}}$, равной постоянной времени $\tau_{\text{изм}} = \tau_{\text{exp}}$ экспоненциального сигнала τ_{exp} .

Модуль обработки и представления данных

Выполнен на платформе “ArduinoUno” с процессором ATmega328P. Алгоритм работы модуля приведен на рис. 2, внешний вид индикатора с индицируемой информацией – на рис. 3. Необходимую информацию о платформе можно найти в справочнике и инструкциях [12, 13].

Назначение модуля состоит в измерении напряжения датчика температуры, преобразовании полученного цифрового кода в масштаб температуры и выводе данных на цифровой индикатор. Кроме того, модуль производит измерение интервала времени $\tau_{\text{изм}} = \tau_{\text{exp}}$, сформированного в модуле зонда-приемника и выводе значения постоянной времени τ_{exp} на цифровой индикатор.

Длительность интервала времени измерения и вывода значений температуры на индикатор составляет величину $T_{ТМП} \cong 115 \cdot 10^{-3} \text{ с}$, постоянной времени $T_{\tau} \cong \left(6 \cdot 10^{-6} + \tau \right) \text{ с}$. В устройстве предусмотрена регулировка времени индикации в пределах $T_{\text{инд}} = \left(0,5 \div 1 \right) \text{ с}$.

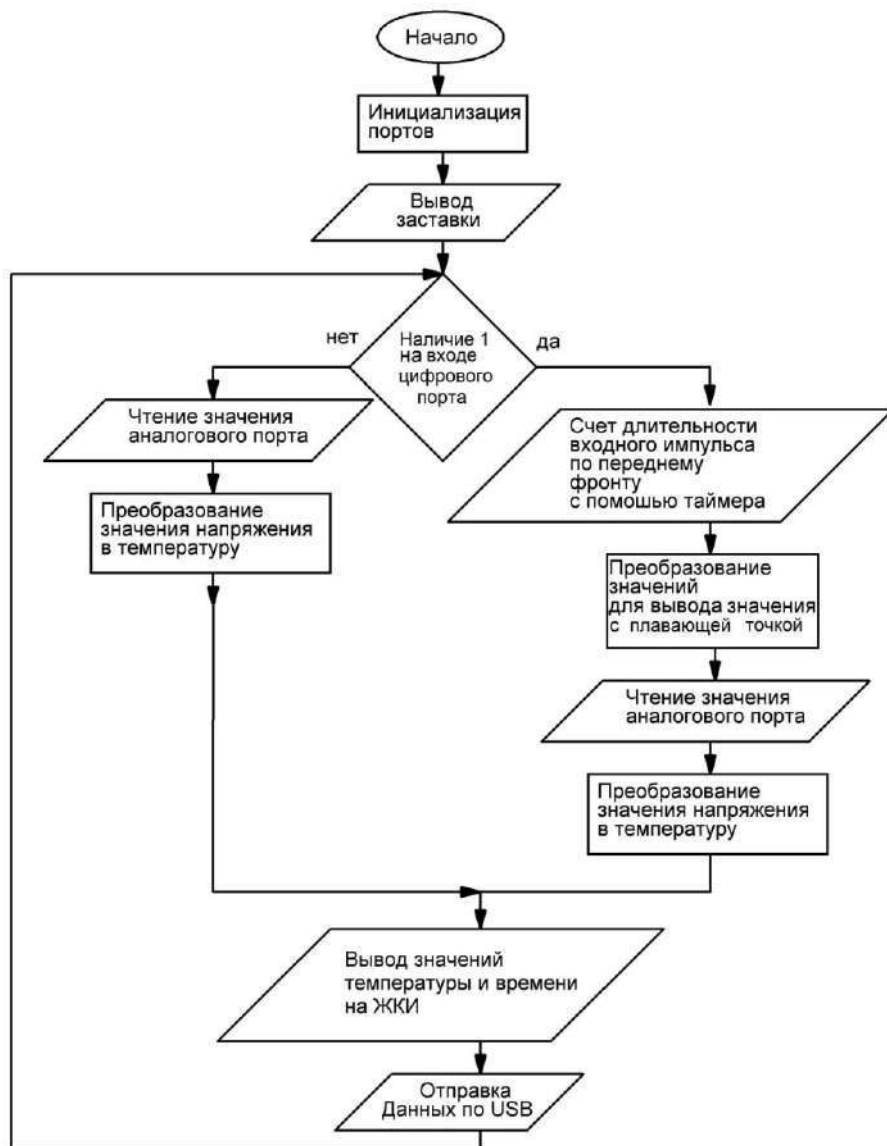


Рис. 2. Блок-схема алгоритма обработки и отображения данных экспресс-анализа электрических характеристик биоткани



Рис. 3. Индикатор

Для документирования полученные данные пересылаются в компьютер через порт USB. Лабораторные испытания показали возможность измерения постоянной времени процессов поляризации биотканей в пределах $\tau = (5 \div 200) \cdot 10^{-3} \text{ с}$, температуры $t_T = (5 \div 42) \text{ }^\circ\text{C}$

Выводы

Рассмотрен один из возможных подходов к решению проблемы создания методов и средств экспресс анализа состояния жизнеспособности пораженных участков биоткани. Этот подход при его дальнейшем развитии может быть распространен и на оценку функционального состояния также и непораженных участков ткани и отдельных органов.

Основным результатом работы является обоснование возможности создания устройства оперативного анализа информационных сигналов релаксации биоткани, возмущенной импульсами микротока, на базе платформы "ArduinoUno". Созданное устройство дает возможность проведения дальнейших исследований в области выявления информативных признаков состояния жизнеспособности пораженных участков биоткани и создания на этой основе системы объективной диагностики состояния биообъектов.

Список литературы: 1. *Импедансная электрохирургия* / Д. В. Белик. – Новосибирск : Наука, 2000. – 237 с. 2. *Торнуев, Ю.В., Хачатрян, Р.Г., Хачатрян, А.П., Махнев, В.П., Осенний, А.С.* Электрический импеданс биологических тканей. – М. : Изд-во ВЗПИ, 1990. – 155с. 3. *Тихомиров, В.И.*, Импеданс биологических тканей и его применение в медицине. 4. *Торнуев, Ю.В., Колдышева, Е.В., Лапий, Г.А., Балахнин, С.М., Бушманова, Г.М., Преображенская, В.К.* Электроимпедансометрия в гистологической технологии // Биологические науки. Фундаментальные исследования. – 2013. – №6. – С. 1164 -1167. 5. *Sidler, M., Jackowski, C., Dirnhofner, R.* et al. Use of multislice computed tomography in disaster victim identification-advantages and limitations // *Forensic Sci Int.* – 2007. – 169:2-3:118-128. 6. *Милюков, В.Е., Полушин, С.В.* Современные методы определения жизнеспособности мышечной ткани при выборе объема операции // *Хирургия. Журнал им. Н.И. Пирогова*, 2011. – 73 – 76 с. 7. <http://helpiks.org/1-103574.html>. 8. *Харитонов, Б.С.* Способ определения жизнеспособности тканей у больных гангренами нижних конечностей / Б.С. Харитонов, Б.М. Кац, В.И. Завалев // Сб. науч. трудов : Новые медицинские технологии. – Саратов, 2009. – С. 194-197. 9. *Военно-полевая хирургия: Национальное руководство* ; под ред. И. Ю. Быкова, Н. А. Ефименко, Е. К. Гуманенко. – М. : ГЭОТАР, Медиа, 2009 – 816 с. 10. *Военно-полевая хирургия : учебник* / С. А. Жидков [и др.] ; под ред. С.А. Жидкова и С. Н. Шнитко. – Минск : БГМУ, 2008. – 350 с. 11. *Нечаев, Э. А.* Синдром длительного сдавления: руководство для врачей / Э. А. Нечаев, А. К. Ревской, Г. Г. Савицкий. – М. : Медицина, 1993. – 208 с. 12. <http://arduino.ru/Reference> 13. http://arduino.ru/Arduino_environment

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 05.10.2016

ОПТИЧЕСКИЙ МЕТОД НЕИНВАЗИВНОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ АРТЕРИАЛЬНОГО ДАВЛЕНИЯ ЧЕЛОВЕКА

В последнее десятилетие в развитых странах наблюдается повышенный интерес к инструментальным методам бескровного (неинвазивного) и бескомпрессионного измерения артериального давления человека.

В настоящее время в арсенале медицины имеются разнообразные методы и аппаратура, с помощью которых проводятся исследования состояния периферического кровообращения в тканях. Фотоплетизмографический метод наиболее полно отвечает указанным целям. Он основан на измерении интенсивности оптического излучения, прошедшего через биологические ткани или отраженного от них.

Данный метод позволяет разработать и применять бесконтактные датчики, что исключает сдавливание сосудов и предотвращает нарушение кровообращения в исследуемом участке тканей. Кроме того, фотоплетизмографический метод позволяет проводить исследования бесконтактным методом как в проходящем, так и в отраженном свете, поэтому применение его в практике перспективно.

В основе оптических (фотометрических) датчиков лежит принцип оптической денситометрии – измерения фотоэлектрическим преобразователем интенсивности отраженного от конечности или прошедшего через нее рассеянного света [1]. Интенсивность света пропорциональна изменению объема крови в исследуемой ткани при условии стабильности прочих параметров, таких как давление, уровень сахара в крови и др. Селективность датчика относительно артериальной крови обеспечена использованием инфракрасного излучения с длиной волны, соответствующей спектральным зонам поглощения гемоглобина крови.

В данной работе предлагается применить фотоплетизмографический метод для определения артериального давления человека.

В основу предлагаемого метода положено измерение параметров пульсовой волны – ее амплитуды и скорости распространения. Пульсовой волной называют явление периодических колебаний диаметра артериальных сосудов, возникающее вследствие повышения давления в аорте в момент изгнания крови из левого желудочка сердца [2]. Так как артериальная система состоит из связанных эластичных резервуаров, возникший в аорте скачок давления передается последовательно, подобно волне, по артериальному руслу от аорты до артерий и капилляров, увеличивая их диаметр. При этом, в процессе движения пульсовой волны по сосудистому руслу, ее величина постепенно угасает. Скорость распространения пульсовой волны можно найти, зная расстояние, которое проходит скачок давления от одной точки сосуда к другой, и время его движения.

Поглощение оптического излучения, прошедшего через участок тела человека подчиняется закону Бугера – Ламберта. Для этого случая запишем его в виде

$$I = I_m e^{-kd}, \quad (1)$$

где I – интенсивность излучения, прошедшего через участок тела; I_m – интенсивность излучения, прошедшего через участок тела, за исключением артерии; k – коэффициент поглощения артериальной крови; d – диаметр артерии.

Очевидно, что диаметр артерии меняется при прохождении пульсовой волны, объем артериальной крови в момент прохождения увеличивается в данной точке (точке измерений), и, следовательно, увеличивается поглощение света артериальной кровью. Таким образом,

непрерывно измеряя интенсивность оптического излучения, прошедшего через участок тела (например, через руку), можно определять изменения диаметра артерии. При этом будем считать поглощение света другими тканями постоянным в точке измерений ($I_m = const$).

С другой стороны, величина изменения диаметра артерии зависит от эластических свойств стенок артерии и давления крови в ней. Эта зависимость описывается законом Гука, и для длинных эластичных сосудов ее можно выразить формулой

$$P = E \frac{d - d_0}{d_0}, \quad (2)$$

где P – измеряемое артериальное давление; E – модуль упругости (модуль Юнга) стенок артерии; d_0 – начальный диаметр артерии – диаметр артерии в случае, когда полное давление крови в ней равно атмосферному.

Для нахождения модуля упругости стенок артерии используем хорошо известное выражение для скорости распространения пульсовой волны, называемое формулой Моенса – Кортвега [3]

$$V = \sqrt{\frac{hE}{d\rho}}, \quad (3)$$

где h – толщина стенок сосуда; d – его диаметр; ρ – плотность крови.

Используя соотношения (1), (2), запишем выражения для максимального (систолического) и минимального (диастолического) артериальных давлений:

$$P_c = E \frac{\ln \frac{I_c}{I_m} - \ln \frac{I_0}{I_m}}{\ln \frac{I_0}{I_m}}, \quad (4)$$

$$P_\partial = E \frac{\ln \frac{I_\partial}{I_m} - \ln \frac{I_0}{I_m}}{\ln \frac{I_0}{I_m}}, \quad (5)$$

где индекс "c" обозначает величины, соответствующие максимальному давлению; индекс "∂" – минимальному, индекс "0" – начальному. Следует отметить, что понятие начального состояния артерии в рассматриваемой модели является условным и лишь обозначает точку отсчета.

В формулах (4), (5) измеряемые величины – это интенсивности излучения, прошедшего участок тела при максимальном давлении I_c и при минимальном I_∂ , а также модуль упругости E , определяемый формулой (3).

В рассматриваемом методе предлагается неизвестные величины I_m и I_0 определять из данных калибровки. Для этого проведем независимые измерения артериального давления и модуля упругости и найдем калибровочные коэффициенты $k_1 = \ln \frac{I_0}{I_m}$ и $k_2 = \ln I_m$ из формул, полученных с использованием (4), (5):

$$k_1 = \frac{E_k \ln \frac{I_{СК}}{I_{ДК}}}{P_{СК} - P_{ДК}}, \quad (6)$$

$$k_2 = \frac{(P_{СК} + E_k) \ln I_{ДК} - (P_{ДК} + E_k) \ln I_{СК}}{P_{СК} - P_{ДК}}. \quad (7)$$

Здесь индекс "к" обозначает величины, измеренные при калибровке. Калибровка проводится следующим образом. Измеряются величины систолического и диастолического давлений (например, осциллометрическим методом). Затем измеряются интенсивности света, прошедшего через участок тела (запястье) в момент систолы и диастолы, а также измеряется скорость пульсовой волны и определяется модуль упругости артерии по формуле

$$E_k = V_k^2 \rho \frac{d}{h}. \quad (8)$$

Отметим, что для каждого человека калибровка должна проводиться отдельно, так как эластические свойства артерий различны у каждого человека. После калибровки можно проводить измерения давления, для чего измеряются интенсивности прошедшего оптического излучения и скорость пульсовой волны, а затем давления определяются по формулам (4), (5) с использованием формулы (8) для определения модуля упругости.

Для апробации предлагаемого метода в ООО "Царский подарок – Украина" был создан макет измерительной системы, состоящей из двух оптопар, работающих в инфракрасном диапазоне оптического излучения. Одна оптопара работала на просвет, другая – на отражении, информация от которой использовалась только для определения скорости пульсовой волны. Также было разработано программное обеспечение, позволяющее получать и обрабатывать информацию об интенсивностях оптического излучения, обрабатывать ее и вычислять артериальное давление.

На рис. 1 показан график, описывающий величины измеренной интенсивности света первой и второй оптопарой в зависимости от времени. Оптопары разнесены вдоль руки на расстояние 50 см. Верхняя кривая соответствует пульсовой волне, форма которой получена в отраженном свете, причем оптопара, которой соответствует верхняя кривая находится ближе к сердцу вдоль артерии. Нижняя кривая получена в прошедшем через руку излучении, и на основе данных этой кривой определялась амплитуда пульсовой волны. На рис. 2 приведено увеличенное изображение части кривых пульсовых волн, где видна фазовая задержка нижней кривой относительно верхней, по которой можно определить скорость пульсовой волны.

В программе время задержки определялось с помощью корреляционного анализа двух волн, а временные отсчеты – от таймера компьютера (частота ~2,6МГц) с точностью $3,8 \cdot 10^{-7}$ с. Скорость обмена по последовательному порту USB составила 921600 бит в секунду, что позволило получить частоту опросов датчиков приблизительно 2 мс.

К сожалению, на практике получить высокую точность определения давления не удалось по двум причинам. Во-первых, оцифровка аналогового сигнала была выполнена не достаточно плотно (10 бит), а расстояние между двумя парами датчиков оказалось малым для указанной частоты опроса. Однако, несмотря на указанные недостатки, удалось измерять артериальное давление с относительной погрешностью, не превышающей 10%. Очевидно, что эти недостатки несложно устранить – например, для измерения скорости пульсовой волны можно привязываться не к оптической паре на руке, а к R-зубцу электрокардиограммы, тем самым увеличив расстояние более, чем в два раза.

Несмотря на некоторые трудности в реализации, предлагаемый метод оптического измерения артериального давления имеет очевидные преимущества. Он позволяет осуществлять непрерывный мониторинг артериального давления, что важно во многих

случаях лечения. Кроме того, помимо измерения давления, непрерывная визуализация пульсовой волны позволяет получить дополнительные данные для диагностики, так как форма пульсовой волны несет информацию о различных параметрах работы сердечно-сосудистой системы.

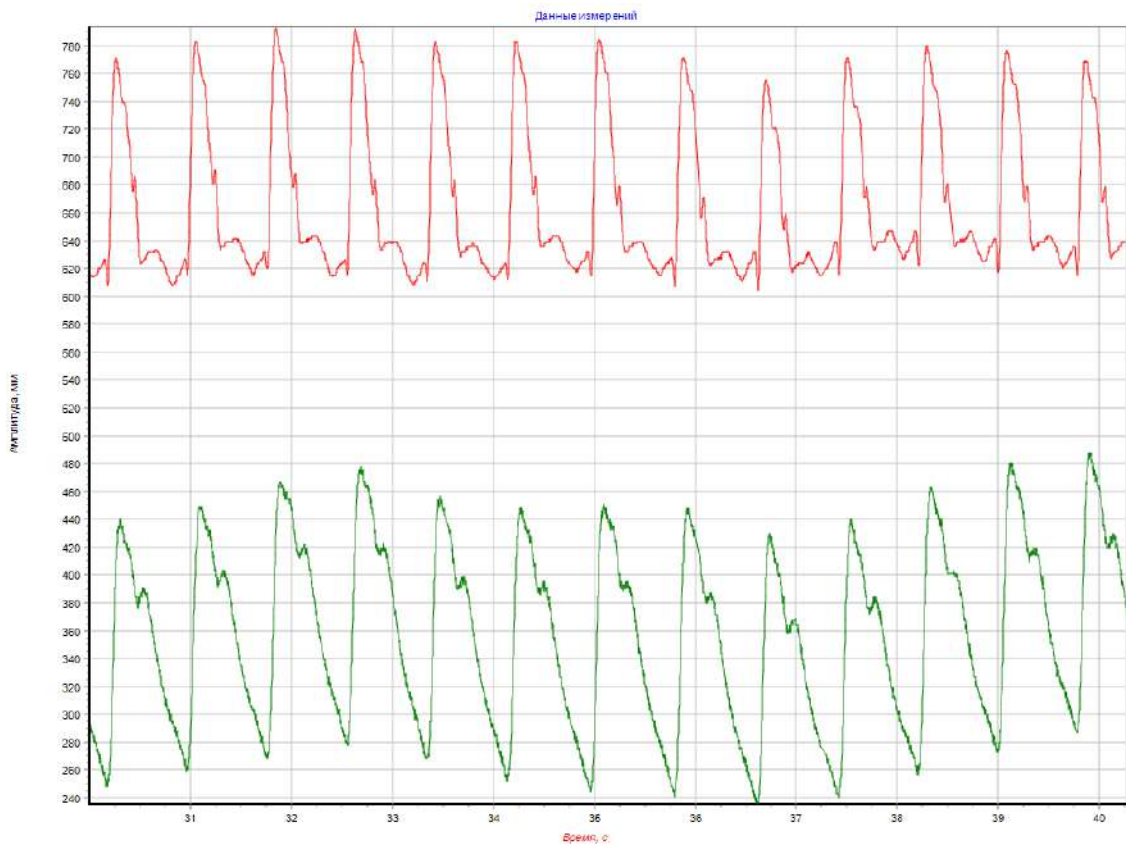


Рис. 1. Кривые пульсовых волн

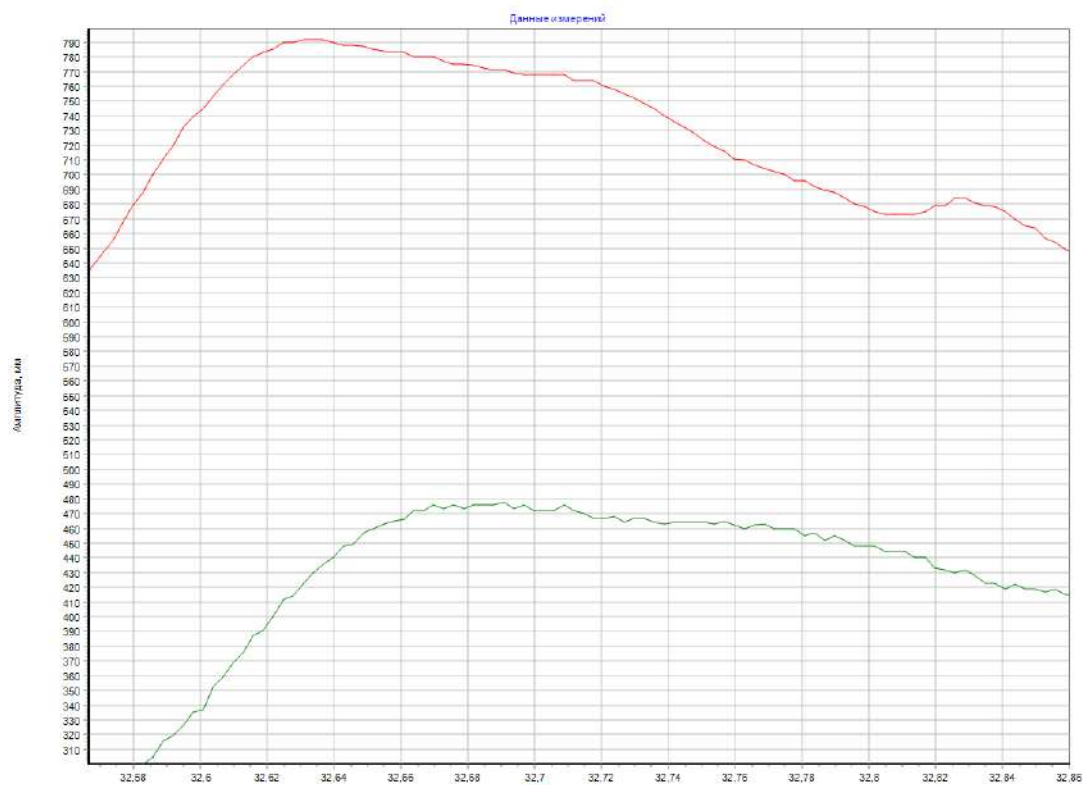


Рис. 2. Увеличенный фрагмент

В заключение отметим, что, хотя известно несколько способов получения кривых пульсовой волны, для обеспечения корректного использования формул (4), (5) при измерении давления можно использовать лишь оптический метод, причем работающий в прошедшем свете.

Список литературы: 1. Парфёнов, А.С. Экспресс-диагностика сердечно-сосудистых заболеваний // Мир измерений. – 2008. – № 6. – С. 74–82. 2. Дорофеюк, А.А., Десова, А.А., Гучук, В.В., Дорофеюк, Ю.А. Измерение, преобразование и обработка пульсового сигнала лучевой артерии в задачах медицинской диагностики // Мир измерений. – 2009. – № 1. – С. 4-10. 3. Каро, К., Педли, Т., Шротер, Р., Сид, У. Механика кровообращения. – М. : Мир, 1982. – 624 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 17.09.2016

ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СЕТИ И СИСТЕМЫ
TELECOMMUNICATIONS NETWORKS AND SYSTEMS

УДК 621.391

Структурный и параметрический синтез инфокоммуникационной сети в условиях самоподобного трафика с несколькими периодами нагрузки / Д.В. Агеев, М.Т. Салах // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. - 2016. - Вып. 187. - С. 5-13.

Современные телекоммуникационные сети развиваются в направлении перехода к мультисервисным сетям, обеспечивающим передачу больших разновидностей потоков. При этом используемые классические модели потоков, основанные на пуассоновских процессах, потеряли свою адекватность в условиях возросшей сложности функционирования современных сетей. Как показали исследования, более точно эти процессы могут быть описаны моделями самоподобных процессов.

Предложен метод структурного и параметрического синтеза инфокоммуникационной сети с несколькими периодами нагрузки с учетом наличия в информационных потоках эффекта самоподобия. Исследована эффективность предложенного метода. Сравнительный анализ предложенного метода с ранее известными показал, что разработанный метод позволяет получить более эффективную конфигурацию инфокоммуникационной сети по техническим и экономическим показателям.

Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.391

Структурний та параметричний синтез інфокомунікаційної мережі в умовах самоподібного трафіку з декількома періодами навантаження / Д.В. Агеев, М.Т. Салах // Радиотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2016. – Вип. 187. – С. 5-13.

Сучасні телекомунікаційні мережі розвиваються в напрямку переходу до мультисервісних мереж, що забезпечують передачу великого різновиду трафіків. При цьому класичні моделі потоків, що використовуються зараз та які засновані на пуассонівських процесах втратили свою адекватність в умовах великої складності функціонування сучасних мереж. Як показали дослідження трафіку, більш точно ці процеси можуть бути описані моделями самоподібних процесів.

Запропоновано метод структурного та параметричного синтезу інфокомунікаційної мережі з декількома періодами навантаження з урахуванням наявності в інформаційних потоках ефекту самоподоби. Досліджено ефективність запропонованого методу. Порівняльний аналіз запропонованого методу з раніше відомими показав, що розроблений метод дозволяють отримати більш ефективну конфігурацію інфокомунікаційної мережі за технічними та економічними показниками.

Библиогр.: 4 назв

UDC 621.391

Structural and parametric synthesis of infocommunication network in condition of self-similar traffic with multiple periods of demands / D.V. Ageyev, M.T. Salah // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. - 2016. - №187. - P. 5-13.

Modern telecommunication networks evolve toward transition to multi-service networks capable of delivering high varieties of flow. In this classic flow models used now and based on Poisson process have lost their adequacy in the context of the increased complexity of modern networks functioning. As traffic studies have shown these processes can be described more accurately by models of self-similar processes.

The method is proposed for structural and parametric synthesis of the infocommunication network with multiple demands periods taking into account the availability of the self-similarity effect in the information traffic. The effectiveness of the proposed method has been investigated. Comparative analysis of the proposed method with the previously known ones has shown that the developed method allows obtaining a more efficient configuration of the infocommunication network on technical and economic indicators.

Ref: 4 items.

УДК 621.391

Усовершенствование потоковой модели быстрой перемаршрутизации с реализацией масштабируемых схем защиты элементов телекоммуникационной сети / *А.В. Лемешко, А.С. Еременко, Н.Тарики* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. - 2016. - Вып. 187. - С. 14-24.

Получила усовершенствование потоковая модель быстрой перемаршрутизации, в рамках которого удалось сформулировать в линейной форме условия защиты узла и канала при реализации однопутевой и многопутевой стратегий маршрутизации. Обоснован к использованию линейно-квадратичный критерий оптимальности, а также установлена система иерархии соотношений весовых коэффициентов в целевой функции с обеспечением максимальных производительности сети и масштабируемости решений. Работоспособность и адекватность предлагаемой модели быстрой перемаршрутизации подтверждена на ряде расчетных примеров при решении задач одно- и многопутевой маршрутизации при реализации различных схем защиты элементов сети.

Ил. 5. Библиогр.: 14 назв.

УДК 621.391

Удосконалення потокової моделі швидкої перемаршрутизації з реалізацією масштабованих схем захисту елементів телекомунікаційної мережі / *О.В. Лемешко, О.С. Єременко, Н. Тарікі* // Радиотехника : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2016. – Вип. 187. – С. 14-24.

Отримала удосконалення потокова модель швидкої перемаршрутизації, в рамках якого вдалося сформулювати в лінійній формі умови захисту вузла та каналу при реалізації одношляхової та багатошляхової стратегій маршрутизації. Обґрунтовано до використання лінійно-квадратичний критерій оптимальності, а також встановлена система ієрархії співвідношень вагових коефіцієнтів в цільовій функції із забезпеченням максимальних продуктивності мережі та масштабованості рішень. Працездатність та адекватність запропонованої моделі швидкої перемаршрутизації підтверджена на ряді розрахункових прикладів при розв'язанні задач одно- і багатошляхової маршрутизації при реалізації різних схем захисту елементів мережі.

Іл. 5. Бібліогр.: 14 назв.

UDC 621.391

Improvement of the Fast ReRoute flow-based model with implementation of the scalable protection schemes of telecommunications network elements / *O.V. Lemeshko, O.S. Yeremenko, N. Tariki* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. - 2016. - №187. - P. 14-24.

The Fast ReRoute flow-based model has been improved, where the node and link protection schemes in the linear form were formulated with the implementation of single path and multipath routing strategies. The use of linear-quadratic optimality criterion was substantiated, and the system hierarchy relations of weight coefficients in the objective function were determined with the aim to ensure maximum network performance and solutions scalability. The efficiency and adequacy of the proposed model of Fast ReRoute were confirmed by a number of numerical examples for solving the single path and multipath routing problems with the implementation of various protection schemes of the network elements.

4 fig. Ref: 14 items.

УДК 621.391

Комплексный критерий оптимальности балансировки нагрузки при многопутевой маршрутизации в телекоммуникационной сети с неоднородной топологией / *А. Мерсни, А. Ильяшенко* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. - 2016. - Вып. 187. - С. 25-33.

Предложено развитие потоковой модели балансировки нагрузки при многопутевой маршрутизации в телекоммуникационной сети с неоднородной топологией путем перехода к комплексному критерию оптимальности получаемых решений. Предлагаемый критерий носит линейно-квадратичный характер, что позволило обеспечить более детальный учет загруженности каждого канала связи сети в отдельности и обоснованный выбор путей с максимальной пропускной способностью и минимальным числом преприемов при реализации многопутевой стратегии маршрутизации. Как показали результаты сравнительного анализа, использование усовершенствованной модели позволило обеспечить такой порядок маршрутизации и балансировки нагрузки вдоль множества рассчитанных путей, при котором улучшалась средняя межконцевая

задержка пакетов на 8-23% по сравнению с наиболее эффективными однопутевыми и многопутевыми решениями.

Табл. 4. Ил. 3. Библиогр.: 18 назв.

УДК 621.391

Комплексний критерій оптимальності балансування навантаження при багатошляховій маршрутизації в телекомунікаційній мережі з неоднорідною топологією / А. Мерсні, А. Ільшешенко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2016. – Вип. 187. – С. 25-33.

Запропоновано розвиток потокової моделі балансування навантаження при багатошляховій маршрутизації в телекомунікаційній мережі з неоднорідною топологією шляхом переходу до комплексного критерію оптимальності одержуваних рішень. Запропонований критерій носить лінійно-квадратичний характер, що дозволило забезпечити більш детальний облік завантаженості кожного каналу зв'язку мережі окремо і обґрунтований вибір шляхів з максимальною пропускною здатністю і мінімальним числом переприйомів при реалізації багатошляхової стратегії маршрутизації. Як показали результати порівняльного аналізу, використання вдосконаленої моделі дозволило забезпечити такий порядок маршрутизації і балансування навантаження уздовж множини розрахованих шляхів, при якому поліпшувалася середня міжкінцева затримка пакетів на 8-23% в порівнянні з найбільш ефективними одношляховими та багатошляховими рішеннями.

Табл. 4. Іл. 3. Бібліогр.: 18 назв.

UDC 621.391

Complex optimality criterion for load balancing with multipath routing in telecommunications networks of non-uniform topology / A. Mersni, A. Ilyashenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. - 2016. - №187. - P. 25-33.

The improvement of the flow-based load balancing model for multipath routing in telecommunications networks with non-uniform topology was proposed through transition to complex optimality criterion of the obtained solutions. The proposed criterion is of the linear-quadratic nature, which made it possible to ensure a more detailed account of each network link utilization separately and substantiated the choice of routes with the maximum capacity and minimum number of hops during the implementation of the multipath routing strategy. As shown by the comparative analysis, the results of use of the improved model allowed achieving the order of routing and load balancing over the set of the calculated paths, whereby the average packet end-to-end delay was improved for 8-23% in comparison with the most effective single path and multipath solutions.

4 tab. 3 fig. Ref: 18 items.

УДК 621.391

Биоинспирированный подход к оптимизации декодирования кодов с малой плотностью проверок на четность / Н.А. Штомпель // Радіотехніка : Всеукр. межвід. наук.-техн. зб. - 2016. - Вип. 187. - С. 34-37.

Рассмотрены особенности основных методов декодирования кодов с малой плотностью проверок на четность. Показано, что для повышения эффективности декодирования минимальной суммы необходимо применять нормализацию вычислений в вершинах графа Таннера. Предложен подход к оптимизации декодирования минимальной суммы на основе обобщенных биоинспирированных процедур с уменьшенной вычислительной сложностью.

Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.391

Біоінспірований підхід до оптимізації декодування кодів з малою щільністю перевірок на парність / М.А. Штомпель // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2016. – Вип. 187. – С. 34-37.

Розглянуто особливості основних методів декодування кодів з малою щільністю перевірок на парність. Показано, що для підвищення ефективності декодування мінімальної суми необхідно застосовувати нормалізацію обчислень в вершинах графа Таннера. Запропоновано підхід до оптимізації декодування мінімальної суми на основі узагальнених біоінспірованих процедур зі зменшеною обчислювальною складністю.

Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.391

Bioinspired approach to optimization of decoding low-density parity-check codes / M.A. Shtompel

// Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. - 2016. - №187. – P. 34-37.

The features of the major decoding methods of low-density parity-check codes are considered. It is shown that to improve the efficiency of the min-sum decoding it is necessary to apply normalization of computations at the vertices of the Tanner graph. An approach to optimization of the min-sum decoding based on generalized bioinspired procedures with a reduced computational complexity is proposed.

Ref.: 4 items.

УДК 621.391

Анализ эффективности механизмов балансировки нагрузки в программно-конфигурируемых сетях / Е.Б. Ткачева, Раед Яхя Абдулхафур, Хассан Мохамед Мухи-Алдин // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. - 2016. - Вып. 187. - С. 38-42.

Работа посвящена оценке методов эффективности балансировки нагрузки в программно-конфигурируемых сетях. Программно-конфигурируемые сети имеют множество преимуществ, однако применение классических принципов управления транспортными потоками в таких сетях становится проблемой. Анализ эффективности механизмов управления, а в частности, алгоритмы балансировки сетевой нагрузки, которые позволяют учитывать централизованную структуру и неоднородный характер трафика в программно-конфигурируемых сетях предложен в статье.

Ил. 5. Библиогр.: 12 назв.

УДК 621.391

Аналіз ефективності механізмів балансування навантаження в програмно-конфігурованих мережах / О.Б. Ткачева, Раед Яхя Абдулхафур, Хассан Мохамед Мухи-Алдин // Радиотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2016. – Вип. 187. – С. 38-42.

Робота присвячена оцінці методів ефективності балансування навантаження в програмно-конфігурованих мережах. Програмно-конфігуровані мережі мають безліч переваг, однак застосування класичних принципів управління транспортними потоками в таких мережах стає проблемою. Як накладаються на основі мереж росту і вимагає більше ресурсів. Аналіз ефективності механізмів управління, а зокрема, алгоритми балансування мережного навантаження, які дозволяють враховувати централізовану структуру і неоднорідний характер трафіку в програмно-конфігурованих мережах запропонований в статті.

Іл. 5. Бібліогр.: 12 назв.

UDC 621.391

Analysis of the effectiveness of the load balancing mechanisms in Software-Defined Networking / O.B.Tkachova, Abdulghafoor Raed Yahya, Hassan Mohamed Muhi-Aldeen // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. - 2016. - №187. - P. 38-42.

The paper is devoted to analysis of load balancing mechanisms in Software-Defined Networking. Software-Defined Networking has a lot of benefits, however the use of classical traffic engineering principles for traffic management in Software-Defined Network presents a problem. Analysis of the effectiveness of management mechanisms, and in particular, algorithms for network load balancing that enable to take into account the centralised structure and heterogeneous nature of traffic in software-defined networks is proposed.

Fig.:5. Ref.: 12 items

УДК 621.391.1

Метод комплексного улучшения характеристик ортогональных ансамблей на основе мультипликативного объединения сигналов различных классов / И.Д. Горбенко, А.А. Замула, Е.А. Семенко, В.Л. Морозов // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. - 2016. - Вып. 187. - С. 43-53.

Среди известных систем сигналов значительный интерес представляют ортогональные дискретные сигналы, так как различение таких сигналов можно осуществить с наиболее высокой достоверностью. Приводятся теоретические основы построения ортогональных дискретных сигналов, оценки их ансамблевых, корреляционных и структурных свойств. Сформулированы требования к выбору производящих сигналов. Обосновывается целесообразность построения производных систем сигналов на основе использования нелинейных дискретных сигналов (характеристические последовательности, криптографические последовательности) с целью улучшения показателей

помехозащищенности, помехоустойчивости, скрытности функционирования и информационной безопасности данных в защищенных телекоммуникационных системах.

Табл. 5. Библиогр.: 9 назв.

УДК 621.391.1

Метод комплексного поліпшення характеристик ортогональних ансамблів на основі мультиплікативного об'єднання сигналів різних класів / *І.Д. Горбенко, О.А. Замула, Е.А. Семенко, В.Л. Морозов* // *Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* – 2016. – Вип. 187. – С. 43-53.

Серед відомих систем сигналів значний інтерес представляють ортогональні дискретні сигнали, так як розрізнення таких сигналів можна здійснити з найбільш високою вірогідністю. Наводяться теоретичні основи побудови ортогональних дискретних сигналів, оцінки їх ансамблевих, кореляційних і структурних властивостей. Сформульовано вимоги до вибору сигналів, що застосовуються при формуванні похідних сигналів. Обґрунтовується доцільність побудови похідних систем сигналів на основі використання нелінійних дискретних сигналів (характеристичні послідовності, криптографічні послідовності) з метою поліпшення показників завадозахищеності, завадостійкості, скритності функціонування та інформаційної безпеки даних в захищених телекомунікаційних системах.

Табл. 5. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 621.391.1

Method for complex improvement of characteristics of orthogonal ensembles based on the multiplicative combining of signals of different classes / *I.D. Gorbenko, A.A. Zamula, E.A. Semenko, V.L. Morozov* // *Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.* - 2016. - №187. - P. 43-53.

Orthogonal digital signals arose considerable interest among the known signal systems, since such signals distinction can be carried out with the highest reliability. Theoretical bases of construction of orthogonal digital signals, evaluation of the ensemble, correlation and structural properties are given. The requirements for the choice of generating signals are formulated. Expediency of construction of the systems of derivatives of signals through the use of non-linear digital signals (characteristic sequence, cryptographic sequence) to improve noise immunity performance, noise immunity, stealth operation and data information security in secure telecommunication systems is proved.

5 tab. Ref.: 9 items.

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ СИСТЕМЫ RADIO ENGINEERING AND TELEVISION SYSTEMS

УДК 621.396

Цифровые технологии при зондировании ионосферы методом некогерентного рассеяния / *Е.В. Рогожкин, В.А. Пуляев* // *Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* - 2016. - Вип. 187. - С. 54-57.

Рассмотрен пример реализации процедуры, которая позволяет восстанавливать высотный профиль мощности сигнала некогерентного рассеяния, базового для расчета высотного распределения концентрации электронов. Целью является уменьшение погрешности и улучшение высотного разрешения этих параметров. Восстановление достигается за счет ввода в расчеты вспомогательной аналитической функции, характеризуемой полиномом. Эта функция дополнительно связывает между собой значения отсчетов мощности сигналов, рассеянных от соседних ионосферных участков, и позволяет реализовать процедуру, компенсирующую эффект сглаживания профиля, вызванный использованием длинного зондирующего радиоимпульса.

Ил. 1. Библиогр.: 9 назв.

УДК 621.396

Цифрові технології при зондуванні іоносфери методом некогерентного розсіяння / *Є.В. Рогожкін, В.О. Пуляєв* // *Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* – 2016. – Вип. 187. – С. 54- 57.

Розглянуто приклад реалізації процедури, яка дозволяє відновлювати висотний профіль потужності сигналу некогерентного розсіяння, базового для розрахунку висотного розподілу концентрації електронів. Метою є зменшення похибок та покращення висотного розрізнення цих параметрів. Відновлення досягається за рахунок вводу в розрахунки допоміжної аналітичної функції, яка характеризується поліномом n -ї степені. Ця функція додатково пов'язує між собою значення відліків потужності сигналу розсіяння від сусідніх іоносферних ділянок і дозволяє реалізувати

процедуру, яка компенсує ефект згладжування профілю, визваний використанням довгого зондувального радіоімпульсу.

Л. 1. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 621.396

Digital technology in probing the ionosphere by the incoherent scatter method / E.V. Rogozkin, V.A. Pulayev // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. - 2016. - №187. - P. 54-57.

An example of the implementation procedure, which allows you to restore the height profile of the incoherent scatter signal power is presented. It is the basis for calculating the distribution along the altitude of the electron density. The aim is to reduce errors and improve the high-altitude resolution of these parameters. Recovery is achieved by introducing the supporting analytical function into the calculations, which is characterized by a polynomial. This feature further connects the value of the power readings from adjacent of ionospheric plots. It allows realizing the procedure, which compensates the smoothing effect caused by using a long probing radiopulse.

1 fig. Ref.: 9 items.

УДК 621.396.96:504.064.3

Анализ требований потребителей к видам и характеристикам информации, получаемой от метеорологической радиолокационной системы мониторинга / Б.В. Перельгин, Г.А. Боровская, А.М. Лужбин // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. - 2016. - Вып. 187. - С. 58-65.

Проведен анализ существующих специфических свойств и требований к характеристикам гидрометеорологической радиолокационной информации, изложенных в руководящих документах по гидрометеорологическому прогнозированию, и современных требований научно-методических и оперативных подразделений Госгидромета Украины к этому виду гидрометеорологической информации с целью разработки в дальнейшем обоснованных требований к характеристикам единого радиолокационного поля над территорией Украины.

Табл. 1. Библиогр.: 18 назв.

УДК 621.396.96:504.064.3

Аналіз вимог споживачів до видів і характеристик інформації, одержуваної від метеорологічної радіолокаційної системи моніторингу / Б.В. Перельгін, Г.О. Боровська, А.М. Лужбін // Радиотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. - 2016. - Вип. 187. - С. 58-65.

Проведений аналіз існуючих специфічних властивостей і вимог до характеристик гідрометеорологічної радіолокаційної інформації, які наведені в керівних документах з гідрометеорологічного прогнозування, та сучасних вимог науково-методичних та оперативних підрозділів Держгідромету України до цього виду гідрометеорологічної інформації з метою розробки у подальшому обґрунтованих вимог до характеристик єдиного радіолокаційного поля над територією України.

Табл. 1. Бібліогр.: 18 назв.

UDC 621.396.96:504.064.3

Analysis of consumer requirements to the types and characteristics of data obtained from the meteorological radar monitoring system / B. Perelygin, H. Borovska, A. Luzbin // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. - 2016. - №187. - P. 58-65.

The authors analyze the existing specific properties and performance requirements of hydro meteorological radar information set forth in the governing documents for hydro-meteorological forecasting, and the modern requirements of scientific and methodological and operational units of Gosgidromet of Ukraine to this kind of hydrometeorological information to develop further substantiated requirements to the characteristics of the unified radar field over the territory of Ukraine.

1 tab. Ref.: 18 items.

УДК 621.37+551.553.5

Экспериментальная радиометеорная установка для мониторинга динамики атмосферы Земли на высотах 80-105 км по сигналам телевизионного вещания на базе технологии программно определяемого радио / В. Д. Кукуш // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. - 2016. - Вып. 187. - С. 66-73.

Приводятся описание и результаты испытаний экспериментальной установки, которая может быть положена в основу радиотехнической системы для исследования метеорных явлений и мониторинга динамики атмосферы Земли, использующей присутствующие в эфире сигналы телевизионного вещания в качестве зондирующих. Особенностью установки является возможность использования для цифровой обработки принимаемых радиосигналов вычислительной техники общего применения, без привлечения дополнительных дорогостоящих измерительных средств.

Ил. 4. Библиогр.: 23 назв.

УДК 621.37+551.553.5

Експериментальна радіометеорна установка для моніторингу динаміки атмосфери Землі на висотах 80...105 км за сигналами телевізійного мовлення на базі технології радіо, що визначається програмно / В. Д. Кукуш // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2016. – Вип. 187. – С. 66-73.

Наводиться опис та результати випробувань експериментальної установки, яка може бути використана як основа радіотехнічної системи для дослідження метеорних явищ та моніторингу динаміки атмосфери Землі, яка використовує існуючі у етері сигнали телевізійного мовлення як зондуєчі. Особливістю установки є можливість використання для цифрової обробки радіосигналів обчислювальної техніки загального призначення, без залучання додаткових дорогих вимірювальних засобів.

Ил. 4. Библиогр.: 23 назв.

UDC 621.37+551.553.5

Experimental software-defined radio-meteor equipment for atmosphere dynamics monitoring at 80...105 km altitudes using terrestrial television broadcast signals / V. Kukush // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. - 2016. - №187. - P. 66-73.

Description and results of testing of the experimental radio meteor equipment for an atmosphere dynamics monitoring at 80...105 km altitudes which uses external terrestrial television broadcast signals for sounding are presented. The main feature of the equipment is that all operations of a signal processing can be implemented on basis of a typical office computer with a sound card, without using of additional expensive measuring instrumentations.

4 fig. Ref.: 23 items.

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА, АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА МИКРОВОЛНОВОЙ ТЕХНИКИ ELECTRODYNAMICS, ANTENNAS AND MICROWAVE TECHNOLOGY DEVICES

УДК 537.874.6

Анализ дефектов периодической решетки в виде отсутствия одиночной ленты /

М. Е. Калиберда, С. А. Погарский, А. В. Позняков // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. - 2016. - Вип. 187. - С. 74-78.

Исследовано влияние дефекта в бесконечной периодической ленточной решетке в виде отсутствия одиночной ленты. В основе математической модели лежит метод сингулярных интегральных уравнений. Уравнения решаются методом дискретных особенностей. Представлено распределение рассеянного поля для разных значений волнового числа и расстояний от решетки.

Ил. 4. Библиогр.: 14 назв.

УДК 537.874.6

Аналіз дефектів періодичній решітці у вигляді відсутньої однієї стрічки / М. Є. Каліберда,

С. О. Погарський, А. В. Позняков // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2016. – Вип. 187. – С. 74-78.

Досліджено вплив дефекту в нескінченній періодичній стрічковій решітці у вигляді відсутньої однієї стрічки. В основі математичної моделі лежить метод сингулярних інтегральних рівнянь. Рівняння розв'язуються методом дискретних особливостей. Представлено розподіл розсіяного поля для різних значень хвильового числа та відстаней від решітки.

Ил. 4. Библиогр.: 14 назв.

UDC 537.874.6

Defects in periodic grating analysis in the form of single strip absence / М. Е. Калиберда,

S. A. Pogarsky, A. V. Poznyakov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. - 2016. - №187. - P. 74-78.

The influence of defect in the form of a single strip absence in a periodic strip grating is studied. The mathematical model is based on the method of singular integral equations. The equations are solved by the method of discrete singularities. The scattered field distribution for different values of wavenumber and distance from the grating is presented

4 fig. Ref.: 14 items.

УДК 621.317

Генератор миллиметрового диапазона волн с многозеркальным открытым резонатором / *О.И. Белоус, О.Н. Сухоручко, А.И. Фисун* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. - 2016. - Вып. 187. - С. 79-83.

Описан генератор миллиметрового диапазона длин волн с четырехзеркальным открытым резонатором. Исследованы его спектральные и энергетические характеристики.

Библиогр.: 9 назв.

УДК 621.317

Генератор міліметрового діапазону хвиль з багатодзеркальним відкритим резонатором / *О.И. Белоус, О.М. Сухоручко, А.И. Фисун* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2016. – Вип. 187. – С. 79-83.

Описано генератор міліметрового діапазону довжин хвиль з чотирьохзеркальним відкритим резонатором. Досліджено його спектральні та енергетичні характеристики.

Бібліогр.: 9 назв.

UDC 621.317

Generator of millimeter wavelength range with many-mirror open resonator / *O. I. Belous, O.N. Sukhoruchko, A. I. Fisun* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. - 2016. - №187. - P. 79-83.

The millimeter wavelength range generator with four-mirror open resonator is described. The frequency and energy characteristics of the generator are investigated.

Ref.: 9 items.

УДК 621.396.677.3

Слабосверхнаправленная волноводно-щелевая антенная решетка осевого излучения / *Т.А. Цалиев* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. - 2016. - Вып. 187. - С.84-90.

Путем компьютерного моделирования проанализированы свойства направленности многощелевых АР на основе заполненного диэлектриком металлического волновода прямоугольного сечения с узкими прямоугольными щелями, прорезанными в двух широких стенках. Исследованы два варианта конструктивного исполнения такой антенны: с поглощающим элементом и без него, но с открытым излучающим концом волновода.

Как показали расчеты, такие конструкции решеток осевого излучения имеют осесимметричный главный лепесток ДН и повышенный КНД в сравнении с решеткой нормального излучения и с диэлектрической стержневой антенной, имеющими аналогичные габаритные размеры.

Табл. 1. Ил. 4. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.396.677.3

Слабкопонадспрямована хвилеводно-щілинна антенна решітка осьового випромінювання / *Т.А. Цалиєв* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2016. – Вип. 187. – С. 84-90.

Шляхом комп'ютерного моделювання проаналізовані властивості спрямованості багатощілинної АР на основі заповненого діелектриком металевого хвилеводу прямокутного перерізу з вузькими прямо-вугільними щілинами, що прорізані в двох широких стінках. Досліджено два варіанти конструктивного виготовлення такої антени: з поглинаючим елементом і без нього, але з відкритим випромінюючим кінцем хвилевода.

Як показали розрахунки, такі конструкції решіток осьового випромінювання мають осесиметричн і головні пелюстки ДС і підвищений КСД в порівнянні з решітками нормального випромінювання і з діелектричною стрижневою антеною, що мають аналогічні габаритні розміри.

Табл. 1. Іл. 4. Бібліогр. : 4 назв

UDC 621.396.677.3

Poorly super directed waveguide-slot array antenna axial radiation / TA Tsaliev // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. - 2016. - №187. - P. 84-90.

The directionality properties of the AR based on a dielectric filled metal waveguide of a rectangular cross section with narrow rectangular slots cut in two wide walls are analyzed using the computer simulation. Two variants of such antenna design are studied: with the absorbing element and without it, but with an open radiating end of the waveguide.

As the calculations have shown such axial radiation arrays have an axisymmetric main lobe of the antenna pattern and the directivity factor increased compared to the cophased array and to the dielectric rod antenna with similar dimensions.

1 tab. 4 fig. Ref. : 4 items.

УДК 537.86.42

Метод анализа неоднородностей в полосково-щелевых структурах. Ч. 1: Анализ скачка ширины в микрополосковой линии методом поперечного резонанса / Ю.В.Рассохина, В.Г.Крыжановский // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. - 2016. - Вып. 187. - С. 91-99.

Усовершенствованы алгоритмы анализа неоднородностей в виде скачка ширины в микрополосковой линии передачи конечной длины (индуктивной и емкостной неоднородностей) методом поперечного резонанса. Для алгебраизации краевых задач плотность тока в неоднородной полосковой линии выражается через магнитный и электрический векторные потенциалы, представляющие собой волноводные функции (ортогональный базис), которые получаются из решения двумерной краевой задачи на собственные функции и собственные значения. Преимущество предложенной методики состоит в том, что порядок усечения рядов по собственным функциям остается постоянным при анализе неоднородности в широком диапазоне частот. Алгоритмы хорошо сходятся и для обеспечения точности расчета резонансных частот порядка 10^{-2} (ГГц), достаточно учесть две-три собственные функции в разложениях электрического и магнитного векторных потенциалов для плотности тока.

Ил. 6. Библиогр.: 9 назв.

УДК 537.86.42

Метод аналізу неоднорідностей в смужково-щілинних структурах. Ч. 1: Аналіз стрибка ширини в мікросмужковій лінії методом поперечного резонансу / Ю.В. Рассохина, В.Г.Крыжановський // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2016. – Вип. 187. – С. 91-99.

Удосконалено алгоритми аналізу неоднорідностей у вигляді стрибка ширини у мікросмужковій лінії передачі кінцевої довжини (індуктивної та ємнісної неоднорідностей) методом поперечного резонансу. Для алгебразування крайових задач щільність струму в неоднорідній смужковій лінії виражається через магнітний і електричний векторні потенціали, що представляють собою хвильові функції (ортогональний базис), які виходять з рішення двовимірної крайової задачі на власні функції та власні значення. Перевага запропонованої методики полягає в тому, що порядок зрізаних рядів за власними функціями залишається постійним при аналізі неоднорідності в широкому діапазоні частот. Алгоритми добре збігаються і для забезпечення точності розрахунку резонансних частот порядку 10^{-2} (ГГц), досить врахувати дві-три власні хвилі, за якими розкладаються векторні потенціали щільності струму.

Іл. 6. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 537.86.42

The method of discontinuities analysis in microstrip-slotline structures. Part 1: Analysis of step discontinuity in microstrip line by transverse resonance technique / Yu.V. Rassokhina, V. G. Krizhanovski // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. - 2016. - №187. - P. 91-99.

The analysis algorithms of discontinuities in form of step discontinuity in microstrip line of finite length (inductive and capacitive discontinuities) by transverse resonance method was improved. For boundary value problems algebraization the irregular strip line current density is expressed through magnetic and electric vector potentials, representing the waveguide functions (orthogonal basis), which are obtained by solving the two-dimensional boundary value problem on its eigenfunctions and eigenvalues. The advantage of the proposed method consists in the fact that the order of truncation series in eigenfunctions remains constant in the analysis of discontinuity in a wide frequency range. The algorithms converge well and to ensure the accuracy of calculation of the resonance frequencies of the order of 10^{-2} (GHz), it is sufficient to consider two or three own eigenfunctions in the expansions of the electric and magnetic vector potentials for the current density.

6fig. Ref.: 9items.

УДК 621.136.933

Микроволновый переключатель на основе волноводного тройника для компрессионного резонаторного формирователя импульсов / И.Н. Бондаренко, Е.А. Горбенко, В.И. Краснощок // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. - 2016. - Вып. 187. - С. 100-104.

Исследованы особенности использования переключателя на основе волноводного тройника для управления режимами накопления и излучения энергии высокочастотного резонаторного накопителя. Показано, что для эффективного использования микроволнового переключателя на основе волноводного тройника необходимо обеспечить высокую точность позиционирования его элементов (до 10 - 20 мкм), нестабильность генератора накачки – не хуже 10^{-4} , добротность резонатора в накопительном режиме – не хуже 10^4 , высокую проводимость управляемого регулирующего элемента и малые потери, вносимые им в режиме накопления.

Ил. 7. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.136.933

Щодо деяких можливостей підвищення добротності коаксіальних резонаторів / І.М. Бондаренко, Е.О. Горбенко, В.І. Краснощок // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2016. – Вип. 187. – С. 100-104.

Досліджено можливості використання перемикача на основі хвильоводного трійника для керування режимами накопичення та випромінювання енергії високодобротного резонаторного накопичувача. Доведено, що для ефективного використання мікрохвильового перемикача на основі хвильоводного трійника необхідно забезпечити високу точність позиціонування його елементів (до 10...20 мкм), нестабільність генератора накачки – не більше 10^{-4} , добротність резонатора в режимі накопичення – не менше 10^4 , високу провідність елемента, який керуємо регулює, та малі втрати, що їм вносяться в режимі накопичення.

Іл. 7. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.136.933

Microwave switch based on waveguide tee for the compression cavity pulse shaper / I.N. Bondarenko, E.A. Gorbenko, V.I. Krasnoschok // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. - 2016. - №187. - P. 100-104.

The features of the switch based on a waveguide tee to control the modes of accumulation and emission of energy high-q resonator drive are studied. It is shown that for effective use of microwave switch based on a waveguide tee it is necessary to ensure high accuracy of positioning elements (10...20 μm), the instability of the pump generator – no worse than 10^{-4} , the resonator's quality factor in storage mode – no worse than 10^4 , high conductivity controlled regulatory element and small losses introduced in them in the accumulation mode.

7 fig. Ref.: 4 items.

ФИЗИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА PHYSICAL ELECTRONICS

УДК 535.376

Люминесценция аморфных диэлектриков, индуцированная высокоэнергетичными электронами / С.К. Романовский, В.Л. Уваров // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. - 2016. - Вып. 187. – С.105-111.

Описаны основные закономерности оптического излучения аморфных диэлектрических материалов под воздействием пучка ускоренных электронов (катодолюминесценция-КЛ). Показано, что интенсивность КЛ определяется динамикой заполнения электронами глубоких ловушек. Выделены три основных механизма КЛ: при прямой конденсации неравновесных электронов из зоны проводимости на глубокие ловушки (флуоресценция), с предварительной их локализацией на мелких ловушках, а также в результате рекомбинации зарядов (фосфоресценция). В рамках двухуровневой модели ловушек первые два процесса описываются кинетическими уравнениями первого порядка, а последний второго. Полученные выражения для динамики интенсивности КЛ согласуются с экспериментальными данными. Показана возможность применения КЛ для on-line диагностики режима обработки продукции на радиационно-технологических установках с ускорителями электронов.

Ил. 1. Библиогр.: 19 назв.

УДК 535.376

Люминесценція аморфних діелектриків, наведена високоенергетичними електронами / С.К. Романовський, В.Л. Уваров // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2016. – Вип. 187. – С. 105-111.

Описано основні закономірності оптичного випромінення аморфних діелектриків під дією пучка прискорених електронів (катодолумінесценція - КЛ). Показано, що інтенсивність КЛ визначається динамікою заповнення електронами глибоких пасток. Виділено три основних механізми КЛ: при прямій конденсації нерівноважних електронів з зони провідності на глибокі пастки (флуоресценція), з попередньою їх локалізацією на мілких пастках, а також у результаті рекомбінації зарядів (фосфоресценція).

В рамках дворівневої моделі пасток перші два процеси описуються кінетичними рівняннями першого порядку, а останній другого. Одержані вирази для динаміки інтенсивності КЛ узгоджуються з експериментальними даними. Показана можливість застосування КЛ для on-line діагностики режиму обробки продукції на радіаційно-технологічних установках з прискорювачами електронів.

Л. 1. Бібліогр.: 19 назв.

UDC 535.376

Luminescence of amorphous dielectrics induced with high-energy electrons / S.K.Romanovsky, V.L.Uvarov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. - 2016. - №187. - P. 105-111.

The main features of optical radiation of the amorphous dielectrics exposed to accelerated electron beam (cathodoluminescence- CL) have been described. It is shown, that the CL intensity is defined by dynamics of the deep traps filling with the electrons. The three main pathways of CL have been marked out: by direct condensation of non-equilibrium electrons from the conduction band into the deep traps (fluorescence), with their preliminary localization at the shallow traps and also, as a result of the charge recombination (phosphorescence). Within a two-level model of traps, the former two processes are described with the first-order kinetic equations, when the latter with the second-order one. The expressions obtained for dynamics of the CL intensity are agreed with the experimental data. Possibility of the CL application for on-line diagnostics of the product processing mode at the industrial radiation installations with the electron accelerators is shown.

1 fig. Ref.: 19 items.

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА И СРЕДСТВА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ RADIO ENGINEERING DEVICES AND TELECOMMUNICATIONS FACILITIES

УДК 621.376.43

Система фазовой автоподстройки частоты с комбинированным управлением подстраиваемого генератора / В.В. Печенин, К.А. Щербина, М.А. Вонсович // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. - 2016. - Вып. 187. - С. 112-123.

Представлены результаты исследований, связанные с дальнейшим совершенствованием комбинированных систем фазовой автоподстройки частоты объекта управления – синхронизированного генератора. Основная цель выполненных исследований состояла в создании такой следящей системы, которая бы обеспечивала повышение основных показателей качества ее работы в составе следящих измерителей, применяемых в радиолокационных, радионавигационных, связных и других радиотехнических устройствах и системах для осуществления приема и обработки сигналов с регулярной медленно меняющейся частотной составляющей, а именно, доплеровских сигналов, наблюдаемых на фоне аддитивной нормальной помехи.

Ил. 7. Библиогр.: 27 назв.

УДК 621.376.43

Система фазового автоподстроювання частоти із комбінованим управлінням підстроюваного генератора / В.В. Печенін, К.О. Щербина, О.В. Войтенко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2016. – Вип. 187. – С. 112-123.

Представлено результати досліджень, пов'язані з подальшим удосконаленням комбінованих систем фазового автоподстроювання частоти об'єкта управління – синхронізованого генератора. Основна мета виконаних досліджень полягала в створенні такої слідкуючої системи, яка б забезпечувала підвищення основних показників якості її роботи в складі слідкуючих вимірювачів, що застосовуються в радіолокаційних, радіонавігаційних, зв'язкових та інших радіотехнічних пристроях і системах для здійснення прийому і обробки сигналів з регулярною повільно змінною частотною складовою, а саме, доплерівських сигналів, які спостерігаються на фоні адитивної нормальної перешкоди.

Іл. 7. Бібліогр.: 27 назв.

UDC 621.376.43

Phase locked loop system with combined control of tunable oscillator / V.V. Pechenin, K.A. Scherbina, M.A. Vonsovitch, O.I. Kulik // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. - 2016. - №187. - P. 112-123.

The presented study provides the research results related to the further improvement of the combined phase locked loop control systems with the controlled element – voltage controlled oscillator. The carried out research is aimed at development of a tracking system that improves the basic performance indices in tracking meters used in radar location systems, radio navigation systems, communication and other wireless devices and systems of receiving and processing signals with the regular slow-varying frequency component, referred as the Doppler signals, generated during normal-mode interference.

7 fig. Ref.: 27 items.

УДК 681.3

Методы проектирования самопроверяемых цифровых автоматов / М.А. Мирошник, Э.Н. Кулак, Егана Мовсум кызы Алиева, Д.Г.Караман, Ю.В. Пахомов // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. - 2016. - Вып. 187. - С. 124-131.

Введено и обосновано понятие класса самопроверяемых цифровых устройств, разработана автоматная модель, обеспечивающая свойства самопроверяемости. Предложен метод проектирования самопроверяемых автоматов, основанный на совмещении процедур функционального и тестового диагностирования, использовании методов синтеза полностью самопроверяемых схем и синтеза схем встроенного тестового контроля с использованием методов компактного тестирования. Метод основан на совмещении процедур функционального и тестового диагностирования, использовании методов синтеза полностью самопроверяемых схем и синтеза схем встроенного тестового контроля с использованием методов компактного тестирования. Разработан метод проектирования самопроверяемых автоматов, основанный на использовании методов синтеза полностью самопроверяемых схем и синтеза схем встроенного тестового контроля.

Предложенный метод является универсальным и может быть использован при проектировании цифровых систем управления и для разработки надежных модулей криптографической защиты данных.

Іл.4. Бібліогр.: 9 назв.

УДК 681.3

Методи проектування цифрових автоматів, що самоперевіряються / М.А. Мірошник, Е.Н. Кулак, Егана Мовсум кизи Алієва, Д.Г. Караман, Ю.В. Пахомов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2016. – Вип. 187. – С. 124-131.

В результаті проведених досліджень введено і обґрунтовано поняття класу самоперевіряємих цифрових пристроїв, розроблена автоматна модель, яка забезпечує властивості самопроверяемости. Запропоновано метод проектування самоперевіряємих автоматів, заснований на поєднанні процедур функціонального і тестового діагностування, використанні методів синтезу повністю самоперевіряємих схем і синтезу схем вбудованого тестового контролю з використанням методів компактного тестування. Метод заснований на поєднанні процедур функціонального і тестового діагностування, використанні методів синтезу повністю самоперевіряємих схем і синтезу схем вбудованого тестового контролю з використанням методів компактного тестування.

Запропонований метод є універсальним і може бути використаний як при проектуванні цифрових систем управління, так і для розробки надійних модулів криптографічного захисту даних.

Іл.4. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 681.3

Methods of designing digital self-checking automate / M.A. Miroshchnik, E.N. Kulak, Yegana Movsum kyzy Aliyev, D.G. Karaman, Y.V. Pakhomov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. - 2016. - №187. - P. 124-131.

The concept of the class of self-checking digital devices designed automate model that provides properties of self-checking is introduced and justified as a result of the research. The method of designing self-checking machines, based on a combination of functional and test procedures of diagnosis, using of methods of synthesis of a fully self-checking circuits and synthesis of circuits embedded control test using a compact test methods. The developed method of designing self-checking machines, is based on a combination of functional and test procedures of diagnosis, using of methods of synthesis of a fully self-checking circuits

and synthesis of circuits embedded control test using a compact test method. The method of designing a self-checking automate is developed, based on self-checking and functional test procedures and diagnostic using synthesis methods of completely self-checking circuits and circuits of embedded test methods using control with a compact testing is elaborated in the work.

Proposed method is versatile and could be used both for digital control system design and for design of reliable cryptographic data protection modules.

4 fig. Ref.: 9 items.

ТЕХНОЛОГИЯ, ОБОРУДОВАНИЕ И ПРОИЗВОДСТВО ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ TECHNOLOGY, EQUIPMENT AND PRODUCTION OF ELECTRONIC EQUIPMENT

УДК 621.396.67.095

Оптимизация теплового режима и надежности радиоэлектронного блока / А.В. Никитчук, Б.М. Уваров // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. - 2016. - Вып. 187. - С. 132-137.

Рассмотрена проблема достижения максимальной надежности радиоэлектронного блока и его ячеек при действии тепловых дестабилизирующих факторов. Предложены алгоритмы оптимального размещения ячеек в блоке, обеспечивающие получение минимальных температур элементов электронной структуры и максимальной надежности последних. Разработаны и описаны программные модули, реализующие эти алгоритмы, приведены результаты имитационного моделирования, полученные этими модулями для реальных конструкций радиоэлектронных блоков.

Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.396.67.095

Оптимізація теплового режиму та надійності радіоелектронного блоку / А.В. Нікітчук, Б.М. Уваров // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2016. – Вип. 187. – С. 132-137.

Розглянута проблема досягнення максимальної надійності радіоелектронного блоку та його чарунок при дії теплових дестабілізуючих факторів. Запропоновано алгоритми оптимального розміщення чарунок в блоці, що забезпечують отримання мінімальних температур елементів електронної структури і максимальної надійності останніх. Розроблені і описані програмні модулі, що реалізують ці алгоритми, наведені результати імітаційного моделювання, отримані цими модулями для реальних конструкцій радіоелектронних блоків.

Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.396.67.095

Optimization of the thermal regime and reliability of radio-electronic block / A.V. Nikitchuk, B.M. Uvarov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. - 2016. - №187. - P. 132-137.

The problem of maximizing the reliability of electronic block and its cells under the action of thermal destabilizing factors is considered. The algorithms for optimal placement of the cells in the block, that provides a minimum temperature and the maximum reliability of elements of the electronic structure, are proposed. Software modules that implement these algorithms are developed and described, the results of simulation obtained by these modules for real designs of radio electronic blocks are presented.

Ref.: 5 items.

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ И СРЕДСТВ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ APPLICATION OF METHODS AND MEANS OF RADIO ELECTRONICS

УДК 615.472.03

Устройство измерения электрических характеристик биоткани / Ю.И. Козин, В.И. Леонидов, А.В. Кравцов, Р.А. Бобнев // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. - 2016. - Вып. 187. - С. 138-142.

Показана возможность создания устройства измерения температуры и электрического импеданса пораженных участков биоткани на базе платформы ArduinoUno.

Ил. 3. Библиогр.: 13 назв.

УДК 615.472.03

Пристрій виміру електричних характеристик біоткани / Ю.И. Козин, В.И. Леонидов,

А.В. Кравцов, Р.А. Бобнев // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2016. – Вип. 187. – С. 138-142.

Показано можливість створення приладу виміру температури й електричного імпедансу уражених ділянок біоткани на базі платформи ArduinoUno.

Ил. 3. Библиогр.: 13 назв.

UDC 615.472.03

Device for measurement of biological tissue electric characteristics / U.I. Kosin, V.I. Leonidov,

A.V. Kravzov, R.A. Bobnev // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. - 2016. - №187. - P. 138-142.

The possibility is shown to create devices based on the ArduinoUno platform for measurement of temperature and electrical impedance of the affected areas of biological tissue.

3 fig. Ref.: 13 items.

УДК 535.341.6

Оптический метод неинвазивного определения артериального давления человека. /

О.А.Ремаева, Е.В.Ремаев // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. - 2016. - Вип. 187. - С.143-147.

Предложен метод определения артериального давления человека оптическим (фотоплетизмографическим) способом. Получены уравнения измерений метода. Разработан макет устройства, реализующего предложенный метод, и программное обеспечение, управляющее устройством и обрабатывающее данные измерений.

Ил. 2. Библиогр. 3 назв.

УДК 535.341.6

Оптичний метод неінвазивного визначення артеріального тиску людини. / *О.О.Ремаєва,*

Є.В.Ремаєв // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2016. – Вип. 187. – С. 143-147.

Запропоновано метод визначення артеріального тиску людини оптичним (фотоплетизмографічним) способом. Отримано рівняння вимірювань метода. Розроблено макет пристрою, що реалізує запропонований метод, та програмне забезпечення, яке керує пристроєм і оброблює дані вимірювань.

Іл. 2. Бібліогр. 3 назви.

UDC 535.341.6

Optical noninvasive method for measuring arterial pressure of man. / *O.A.Remayeva,*

Ye.V.Remayev // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. - 2016. - №187. - P. 143-147.

The method for measuring arterial pressure of a man by optical (photoplethysmographical) means is proposed. The measurement equations are derived. The model of the device and the program realizing the method are developed.

2 fig. Ref.: 3 items.

ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ
РАДІОТЕХНІКА
Випуск 187
Російською, українською та англійською мовами

СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ
РАДИОТЕХНИКА
Выпуск 187
На русском, украинском и английском языках

Коректор Л.І. Сащенко

Підп. до друку 29.12.2016. Формат 60x90/8. Папір офсет. Гарнітура Таймс. Друк. ризограф.
Ум. друк. арк. 11,4. Обл.-вид. арк. 9,97. Тираж 300 прим. Зам. № 199. Ціна договір.

Харківський національний університет радіоелектроніки (ХНУРЕ)
Просп. Науки, 14, Харків, 61166.

Оригінал-макет підготовлено і збірник надруковано у ПФ „Колегіум”, тел. (057) 703-53-74.
Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої діяльності до Державного реєстру видавців.
Сер. ДК №1722 від 23.03.2004.