

ISSN 0033-8494

Том 68, Номер 11

Ноябрь 2023



РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА

www.sciencejournals.ru



СОДЕРЖАНИЕ

Том 68, номер 11, 2023

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

Передача электромагнитных сигналов через горные породы

Е. А. Кохонькова, Г. Я. Шайдуров 1045

Исследование скорости затухания сверхширокополосной волны на открытой местности в двухлучевой модели

Ю. В. Андреев, М. М. Петросян 1056

Модель затухания мощности сверхширокополосной волны в помещении

Ю. В. Андреев, М. М. Петросян 1065

СТАТИСТИЧЕСКАЯ РАДИОФИЗИКА

О проблемах мониторинга полей влажности атмосферы методами спутниковой сверхвысокочастотной радиометрии при изучении циклогенеза в тропической Атлантике

А. Г. Гранков, Е. П. Новичихин, Н. К. Шелобанова 1072

ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Сравнение генетического алгоритма и эволюционных стратегий при оптимизации полосковых модальных фильтров

А. О. Белоусов, В. О. Гордеева 1079

Методика расчета вероятностей битовых ошибок приема радиосигналов с QPSK-модуляцией при наличии помехи с линейной частотной модуляцией

В. В. Звонарев, А. С. Попов 1090

Совместное обнаружение и классификация объектов при комплексировании решений, выносимых сенсорами в беспроводных сенсорных сетях

В. И. Парфенов, А. А. Калининский 1099

ЭЛЕКТРОНИКА СВЧ

Сверхмощный клистрон X-диапазона длин волн с выходной импульсной мощностью не менее 3 МВт: проектирование и эксперимент

Д. А. Комаров, Е. П. Якушкин, Ю. Н. Парамонов, С. В. Сурков, Д. А. Калашиников 1108

НАНОЭЛЕКТРОНИКА

Получение пленок оксида кремния методом импульсного магнетронного осаждения с горячей мишенью в реакционной среде

В. Ю. Лисенков, М. М. Харьков, Д. В. Колодко, А. В. Тумаркин, А. В. Казиев 1117

НОВЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ И ЭЛЕМЕНТЫ

Оптическая антенна с управляемой диаграммой направленности для применения в каналах атмосферной связи

К. А. Вытовтов, Е. А. Барабанова, М. Г. Иванов

1122

Экспериментальное исследование электрических характеристик модального фильтра на двухсторонней печатной плате

М. А. Самойличенко, Е. С. Жечев, Т. Р. Газизов

1131

Компактная поведенческая модель нанокompозитного мемристора

И. А. Суражевский, В. В. Рыльков, В. А. Демин

1140

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

УДК 621.396.945, 621.396.25

ПЕРЕДАЧА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СИГНАЛОВ ЧЕРЕЗ ГОРНЫЕ ПОРОДЫ

© 2023 г. Е. А. Кохонькова^а, *, Г. Я. Шайдуров^б

^а Институт инженерной физики и радиоэлектроники Сибирского федерального университета,
ул. Академика Киренского, 28, Красноярск, 660074 Российская Федерация

^б Военно-инженерный институт Сибирского федерального университета,
ул. Академгородок, 13а, Красноярск, 660036, Российская Федерация

*E-mail: kokhonkova@yandex.ru

Поступила в редакцию 30.04.2022 г.

После доработки 03.08.2022 г.

Принята к публикации 27.09.2022 г.

В качестве альтернативных беспроводных каналов повсеместного оповещения шахтеров рассмотрено использование электромагнитных волн инфранизких частот, 0.3...3 кГц и очень низких частот, 3...30 кГц. Исследована передача сигнала с помощью длинномерной заземленной антенны или петлевой магнитной антенны. Оценено влияние основных физических параметров горных пород на распространение и поглощение низкочастотного электромагнитного поля. Дан сравнительный анализ эффективности излучения с использованием магнитной рамки и длинномерной заземленной антенны в частотном диапазоне 0.5...30 кГц. Проведен анализ предельной глубины проникновения магнитного поля антенн через горные породы и зоны покрытия до глубины 1000 м. Приведены результаты экспериментов на руднике при передаче полезного сигнала с частотной и амплитудной манипуляцией.

DOI: 10.31857/S0033849423070057, EDN: WPEOXR

ВВЕДЕНИЕ

Существующие в настоящее время беспроводные системы связи в подземных горных выработках можно условно классифицировать как [1–6]:

- низкочастотные системы, использующие для передачи сигнала протяженные антенно-фидерные устройства;

- беспроводные системы высокочастотных (ВЧ) ($f = 3...30$ МГц) и очень высокочастотных (ОВЧ) ($f = 30...300$ МГц) диапазонов, дополненные проводными линиями связи в виде излучающего кабеля, проложенного вдоль горных выработок;

- системы ультра высокочастотных (УВЧ) диапазонов, предназначенные для связи с персоналом и контроля оборудования в точках доступа.

На горнодобывающих предприятиях также используются технологии коротковолновой связи, позволяющие осуществлять речевую связь на частотах 0.5...3 МГц. Однако такой канал функционирует лишь при наличии подземных “направляющих линий” в виде электрических кабелей, рельсов, а также штреков и ортов шахт, что неэффективно при работе в районах выработки руды.

В основных низкочастотных системах беспроводной передачи данных на рудниках используются компактные магнитные петли. Это формирует ста-

ционарные пункты беспроводной аварийной связи между выработками и поверхностью на расстоянии до 500 м при расположении пары приемопередатчиков на одной вертикальной оси. Альтернативой является использование длинномерной заземленной антенны, предназначенной для сигнализации и индивидуального вызова шахтеров. Это позволяет расширить зону покрытия коммуникационной сети шахты без значительных затрат на техническое обслуживание. При использовании таких систем остается актуальным вопрос оптимизации передающих антенн с учетом электрофизических параметров пород и руд, а также топологии самих выработок. Учет этих параметров на стадии проектирования системы позволит сделать прогноз по зоне покрытия при различных методах прокладки передающих антенн на поверхности шахтного поля или в выработках.

Среди опубликованных работ имеются теоретические оценки затухания электромагнитных (ЭМ) полей в более высокочастотных диапазонах, среднечастотном (СЧ), ВЧ и УВЧ, используемых для связи в тоннелях и горных выработках, где ослабление полей существенно ниже, чем при прохождении через сплошной горный массив. Здесь актуальны исследования по оптимизации

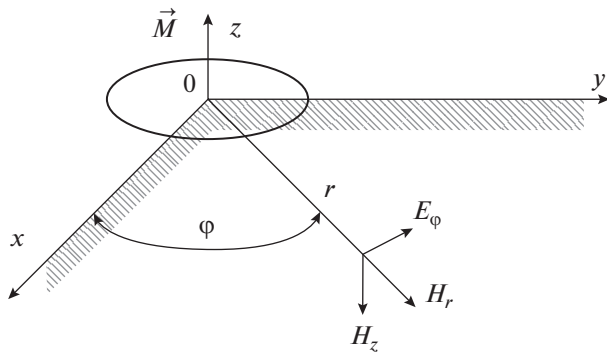


Рис. 1. Вертикальный магнитный диполь над проводящим полупространством: $\vec{M}$ — магнитный момент; E_φ , H_r , H_z — компоненты электромагнитного поля; φ — угол отклонения от оси; r — расстояние до точки измерения.

положения базовых станций или излучающего кабеля в выработках. Для частот 3...30 кГц, в основном публикуются результаты практических работ на рудниках и шахтах [1–6]. К ним относятся индукционные каналы связи, использующие магнитные петли в качестве антенн. Большинство исследований, посвящённых распространению ЭМ-колебаний в горных породах, относятся к области электроразведки. Эта область является слишком специфичной, чтобы использовать ее для задач подземной связи [8, 9]. Для прогнозирования реальных каналов беспроводной связи под землей необходимы системные оценки передачи сигналов в зависимости от расстояния, электрофизических параметров среды и конструкции шахт, с учетом специфических помех на работающих объектах, чему и посвящены материалы данной работы.

Оценивается зависимость глубины передачи сигналов от физических параметров горных пород и типа используемых передающих антенн, в частности, длинномерной заземленной антенны и магнитной петли, определяется напряженность магнитного поля на предельной глубине 1000 м и дается сравнение с экспериментальными данными.

1. МЕТОДОЛОГИЯ ИССЛЕДОВАНИЙ

Основные физические свойства горного массива, оказывающие влияние на поглощение ЭМ-сигнала, определяются электропроводностью, диэлектрической и магнитной проницаемостью, зависящих от минерального состава и обводненности горных пород. Наибольшее влияние на ЭМ-поле в среде оказывает параметр удельного сопротивления ρ (Ом м) или электропроводности $\sigma = 1/\rho$ (См/м). Для горных пород и рудных минералов характерно изменение этого параметра на

пять порядков (10^{-5} ... 10 См/м). Основные типы горных массивов и поверхностных грунтовых слоев имеют усредненное значение электропроводности 10^{-5} ... 5×10^{-2} См/м. Водонасыщенные грунты и рудные тела, а также некоторые виды углей имеют показатель электропроводности 5×10^{-2} ... 5 См/м [7].

Затухание напряженности ЭМ-поля в однородной среде определяется экспоненциальным законом. Показателем затухания является комплексное волновое число. Для сплошных сред оно определяется соотношениями [9]

$$k = \sqrt{i\sigma\mu\omega + \epsilon\mu\omega^2} = k' + ik'', \quad (1)$$

$$k' = \omega \sqrt{\frac{\epsilon\mu}{2} \left[\sqrt{\left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2 + 1} + 1 \right]}, \quad (2)$$

$$k'' = \omega \sqrt{\frac{\epsilon\mu}{2} \left[\sqrt{\left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2 + 1} - 1 \right]}, \quad (3)$$

где k' — действительная часть волнового числа; k'' — мнимая часть волнового числа; $\omega = 2\pi f$ — угловая частота; $\epsilon = \epsilon_0\epsilon_r$ — диэлектрическая проницаемость среды; $\mu = \mu_0\mu_r$ — магнитная проницаемость среды; σ — электрическая проводимость среды.

Для наиболее распространенных значений электропроводности, увеличение этого параметра на один порядок приводит к увеличению поглощения в 2.5 раза (диапазон 0.5...30 кГц).

Теоретические оценки затухания ЭМ-полей в сплошных грунтовых средах обычно даются для однородных или двухслойных сред. Для этих моделей приводятся аналитические уравнения, учитывающие тип источника ЭМ-поля, в частности, магнитной петли или приземной горизонтальной антенны.

В задаче о возбуждении ЭМ-поля круговой петлей с током (рис. 1) в области антенны оно характеризуется на поверхности полупространства магнитным моментом [8]:

$$M = \pi a^2 J, \quad (4)$$

где a — радиус витка; $J = J_0 \exp(-i\omega t)$ — сила тока петли.

Петля расположена на поверхности полупространства. Напряженность компонент поля оценивается как [8]:

$$H_r = \frac{M}{4\pi r^3} \times \left\{ -\frac{i\pi}{2} k^2 r^2 \left[J_2\left(\frac{kr}{2}\right) H_2\left(\frac{kr}{2}\right) - J_1\left(\frac{kr}{2}\right) H_1\left(\frac{kr}{2}\right) \right] \right\}, \quad (5)$$

$$H_z(r, \varphi, 0) = \frac{M}{2\pi i \omega \mu_0 \sigma_1 r^5} \times \\ \times \left[9 - \exp(ik_1 r) (9 - 9ik_1 r - 4k_1^2 r^2 + ik_1^3 r^3) \right] = \quad (6) \\ = \frac{9M}{i\omega \mu_0 \sigma_1 r^5} \exp(-kr),$$

$$E_\varphi = \frac{i\omega \mu I^M}{4\pi r^2} \times \\ \times \left\{ -\frac{2}{k^2 r^2} \left[3 - \exp(ikr) (3 - 3ikr - k^2 r^2) \right] \right\}, \quad (7)$$

где J_1, J_2, H_1, H_2 — модифицированные функции Бесселя первого и второго рода и первого и второго порядка от аргумента $kr/2$, описывающие изменение компонент поля в пространстве.

В ближней зоне излучателя для оценки вертикальной компоненты магнитного поля используется упрощенная формула [8]

$$H_z = \frac{M}{2\pi i \omega \mu_0 \sigma_1 r^5} \left(9 - \left[1 + ik_1 r - \frac{(k_1 r)^2}{2} + o(k_1^2 r^2) \right] \times \right. \\ \times \left. \left(9 - 9ik_1 r - 4k_1^2 r^2 + ik_1^3 r^3 \right) \right) \approx \quad (8) \\ \approx (-M/4\pi r^3) \exp(-kr).$$

Альтернативным методом генерации ЭМ-поля является использование длинномерного заземленного электрического диполя. Конструктивно он представляет собой одну или две длинные кабельные линии, подключенные к источнику переменного тока, растянутые в противоположные стороны по поверхности земли и гальванически соединенные с заземленными электродами или контурами заземления. Поле длинной заземленной линии формируется под действием четырех составляющих [8]: протекающим в антенне током; гальваническими токами растекания между заземлениями; емкостными и индукционными токами, возбуждаемыми в грунте магнитным полем антенны.

Теория распространения токов и электромагнитных полей, используемая в данной работе, подробно рассмотрена в теории электроразведки полезных ископаемых. В работах [8, 9] эти соотношения проверены на практике. Сумма магнитных полей, создаваемых токами, протекающими в элементах проводника размером Δz , определяется выражением [9]:

$$\vec{H} = \vec{H}_0 + \sum_{i=1}^{K_1} \vec{H}_i + \sum_{i=K_1+1}^{K_2} \vec{H}_i, \quad (9)$$

где $\vec{H}_0$ — поле, индуцированное током, протекающим в антенне $\vec{J}$.

Плотности токов растекания имеют три составляющие $\vec{j}_x, \vec{j}_y, \vec{j}_z$. Для двумерной задачи в плоскости XZ они описываются в виде [9]:

$$\vec{j}_x = \frac{\vec{J}}{2\pi} \times \\ \times \left[\frac{x}{(x^2 + y^2 + z^2)^{3/2}} + \frac{(L-x)}{((L-x)^2 + y^2 + x^2)^{3/2}} \right], \quad (10)$$

$$\vec{j}_z = \frac{\vec{J}}{2\pi} \times \\ \times \left[\frac{z}{(x^2 + y^2 + z^2)^{3/2}} - \frac{z}{((L-x)^2 + y^2 + x^2)^{3/2}} \right], \quad (11)$$

где $\vec{J}$ — ток в кабеле.

Амплитуда тока определяется поперечным сечением эквивалентного проводника, на которые разбита расчетная область. Плотность тока в этих проводниках можно оценить как [9]:

$$J_{ix,z} = j_{x,z} \frac{\pi d^2}{4}, \quad (12)$$

где d — диаметр поперечного сечения эквивалентного проводника.

На рис. 2 приведена зависимость j_x и j_z от глубины и координаты X под антенной. Главным отличием изменения составляющих тока j_x и j_z является то, что компонента под центром кабеля $j_z = 0$. В этой точке направление тока изменяет свою ориентацию на противоположную.

Магнитное поле элемента тока определяется законом Био—Савара [9]:

$$\vec{H}_i = \left(\frac{1}{2\pi} \int_{l_i} \frac{(\vec{J}_i dl_i \times \vec{r}_i)}{r_i^2} \right) \exp(-ik' r_i), \quad (13)$$

где dl_i — длина элемента тока $\vec{J}_i$; $\vec{r}_i$ — орт радиус-вектора r_i ; r_i — расстояние от элемента тока до точки M ; k' — коэффициент поглощения ЭМ-поля в горной породе на частоте f .

Поле наземного токового диполя определяется по следующему принципу. Передающая антенна в виде кабеля длиной dl подключена к источнику переменного тока, направленного по произвольному единичному вектору $\vec{d}$, ориентированному по оси X . Антенна питается переменным током $J = J_0 \exp(-i\omega t)$. Электрофизические параметры среды полупространства σ, μ, ϵ соответствуют усредненным свойствам горных пород. Необходимо оценить распределение компонент поля H в любой точке полупространства (рис. 3) [8].

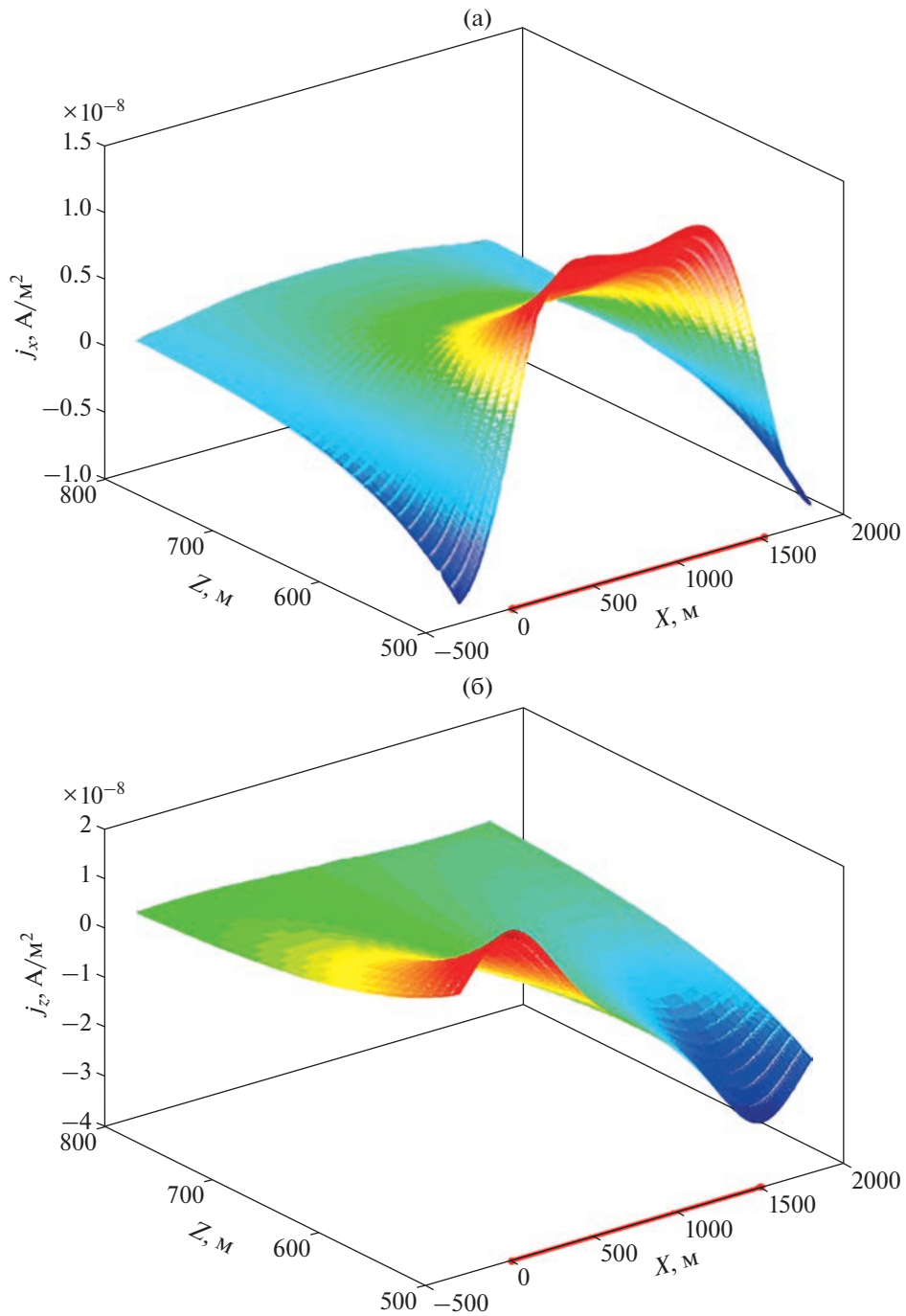


Рис. 2. Распределение плотности тока в проводящем полупространстве на глубине 500...800 м для компонент j_x (а) и j_z (б).

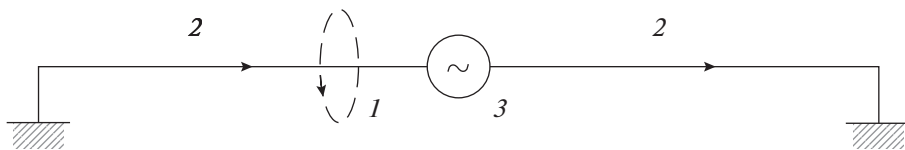


Рис. 3. Продольный токовый диполь в однородной среде: 1 – вектор магнитного поля H ; 2 – вектор тока в проводнике J ; 3 – источник питания антенны.

Если дипольный источник направлен по оси x , с моментом p , то компоненты электромагнитного поля вычисляются через выражения [8]:

$$H_z(x, y, 0) = \frac{ip}{2\pi\omega\mu_0\sigma_1} \frac{1}{r^4} \frac{y}{r} \times \left\{ 3 - \exp(ik_1 r) (3 - 3ik_1 r - k_1^2 r^2) \right\} = \frac{3i p \sin(\theta)}{2\pi\omega\mu_0\sigma_1} \frac{1}{r^4} \exp(-k' r), \quad (14)$$

$$E_x(x, y, 0) = \frac{p}{2\pi\sigma_1 r^3} \left(1 - 3 \frac{y^2}{r^2} + (1 - ik_1 r) \exp(ik_1 r) \right), \quad (15)$$

$$E_y(x, y, 0) = \frac{p}{2\pi\sigma_1} \frac{3}{r^3} \frac{x y}{r}, \quad (16)$$

где $p = Jdl\vec{d}_x$ – дипольный момент токового диполя, ориентированного по оси x ; dl – длина диполя; $\vec{d}_x$ – единичный вектор, указывающий на ориентацию по оси x ; J – сила тока; x, y – координаты; k_1 – волновое число в среде.

В ближней зоне передающей антенны напряженность компоненты H_z можно определить по упрощенной формуле [8]:

$$H_z = \frac{ip \sin \theta}{2\pi\omega\mu_0\sigma_1} \frac{1}{r^4} \left(-\frac{1}{2} k_1^2 r^2 + o(k_1^2 r^2) \right) \approx \frac{p \sin \theta}{4\pi r^2} \exp(-k' r), \quad (17)$$

где $\sin \theta = y/r$.

Для более точных оценок распределения ЭМ-поля в горном массиве был проведен анализ с использованием математического моделирования методом конечных элементов. Для этого расчетная область разбивается на множество подобластей (треугольников или тетраэдров). В каждом элементе реализуется численное решение в виде комбинации базисных функций. Это позволяет получить пространственное распределение напряженностей компонент магнитного поля в поглощающей среде [10]:

$$\text{rot} \vec{H} = \vec{J}, \quad (18)$$

$$\vec{B} = \text{rot} \vec{A}, \quad (19)$$

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t}, \quad (20)$$

$$\text{div} \vec{J} = Q_{j,v}, \quad (21)$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{j}_e, \quad (22)$$

где $Q_{j,v}$ – плотность объемного источника тока; $\vec{j}_e$ – плотность электрического тока, внешнего источника (ток антенны); V – электрический потенциал;

σ – электрическая проводимость; $\vec{E}$ – напряженность электрического поля; $\vec{D} = \epsilon_0 \epsilon_r \vec{E}$ – электрическая индукция; $\partial \vec{D} / \partial t = \vec{J}_{\text{см}}$ – ток смещения; $\sigma \vec{E} = \vec{J}_{\text{пр}}$ – ток проводимости; $\vec{H}$ – напряженность магнитного поля; $\vec{B}$ – магнитная индукция; $\vec{A}$ – векторный потенциал.

Чтобы получить характеристики ЭМ-поля под землей, необходимо указать начальные и граничные условия на границах раздела сред и физических границах модели. В качестве начальных условий представлены частота, сила тока и параметры проводника в виде кабеля. Модель среды состоит из воздушного слоя высотой 200 м и слоя горного массива толщиной 1800 м при общих размерах $2 \times 3 \times 5$ км. К внешним границам модели применяются граничные условия, которые можно выразить математически через нормальные составляющие:

$$\begin{aligned} \vec{n}_2 \times (\vec{A}_1 - \vec{A}_2) &= 0, \\ \vec{n}_2 \times (\vec{H}_1 - \vec{H}_2) &= 0, \end{aligned} \quad (23)$$

где $\vec{n}_2$ – нормаль, направленная наружу от второй среды; $\vec{A}_1, \vec{A}_2$ – векторный потенциал в первой и второй среде от границы раздела; $\vec{H}_1, \vec{H}_2$ – напряженность магнитного поля в первой и второй среде от границы раздела.

Векторный потенциал определяется волновым уравнением, с временной калибровкой $\vec{E} = -\partial \vec{A} / \partial t$ и подстановкой $\vec{B} = \text{rot} \vec{A}$ в (10), (22) [14]:

$$\text{rot}(\mu^{-1}(\text{rot} \vec{A})) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \epsilon \frac{\partial^2 \vec{A}}{\partial t^2} = 0. \quad (24)$$

Применение математического моделирования (метод конечных элементов) дает численное решение систем дифференциальных уравнений. В данном случае используется итерационный обобщенный метод минимальных невязок (GMRES) [11, 12]. Его использование позволяет учитывать границы раздела сред сложной формы, такие как рудные тела, водные пласты и слои горных пород.

2. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ИССЛЕДОВАНИЯ

В данном разделе приведен сравнительный анализ глубины проникновения ЭМ-поля в сплошную среду с характерными физическими свойствами горного массива с использованием антенны в виде магнитной петли и заземленной длинномерной антенны. Анализ проведен как при решении уравнений (1), (8), (9)–(13), (17), так и при помощи моделирования методом конечных элементов (18)–(24). Расчетные оценки были сделаны для моделей со следующими параметрами: длина кабеля $l = 1400$ м; радиус магнитной петли

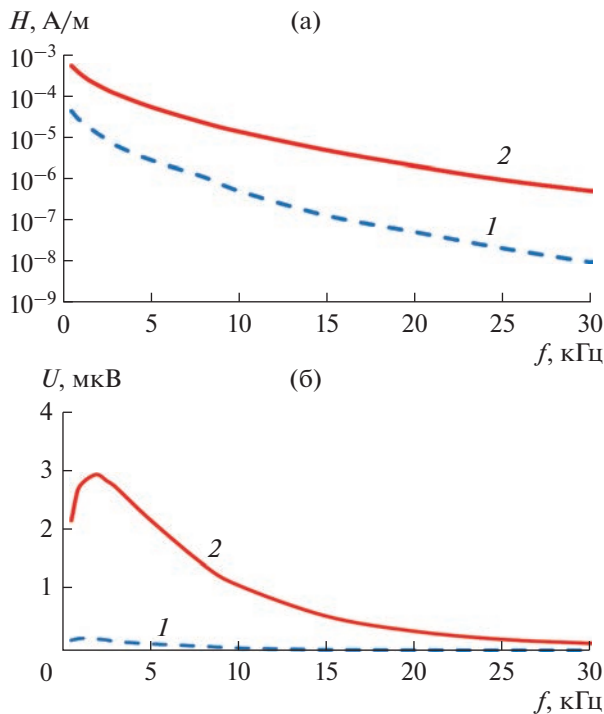


Рис. 4. Расчетные графики зависимости напряженности магнитного поля (а) и напряжения на входе приемника (б) от частоты для разных конфигураций излучающей антенны на глубине $Z = 1000$ м: 1 – магнитная петля; 2 – заземленная длинномерная антенна.

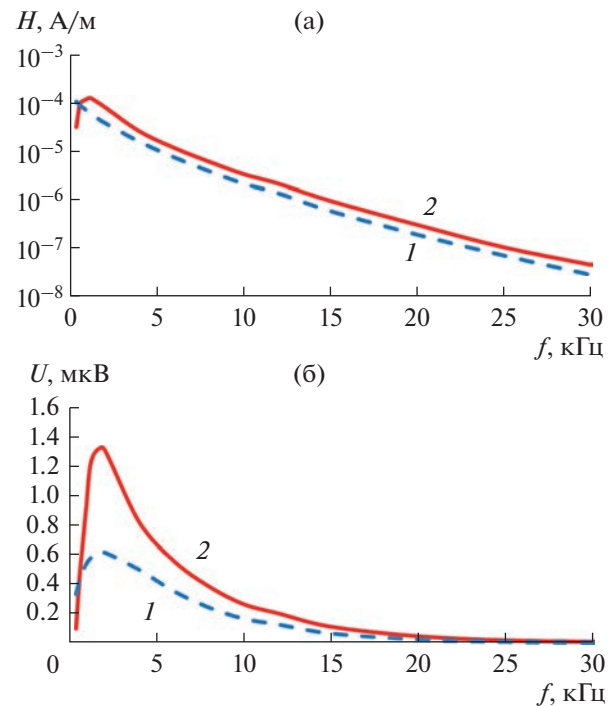


Рис. 5. Графики зависимости напряженности магнитного поля (а) и напряжения на входе приемника (б) от частоты для разных конфигураций излучающей антенны на глубине $Z = 1000$ м, полученные методом конечных элементов: 1 – магнитная петля; 2 – заземленная длинномерная антенна.

$R = 222$ м; число витков петли $n = 1$; сила тока антенны $J = 5$ А; частота ЭМ-поля $f = 0.5...30$ кГц; удельная электрическая проводимость среды $\sigma = 10^{-3}$ См/м; диэлектрическая проницаемость среды $\epsilon_r = 10$; магнитная проницаемость среды $\mu_r = 1$.

Для регистрации поля используется компактная магнитная антенна с ферритовым сердечником эффективной площадью 1 м^2 . Наведенное на антенне напряжение рассчитывается через выражение [13]

$$U = \omega \mu_0 H S_{\text{эф}}, \quad (25)$$

где $S_{\text{эф}} = \mu_{\text{сер}} S_{\text{сер}} n_{\text{пр}} = 1 \text{ м}^2$ – эффективная площадь приемной индуктивной антенны; $\mu_{\text{сер}} = 800$ – магнитная проницаемость сердечника; $S_{\text{сер}} = 1.25 \times 10^{-7} \text{ м}^2$ – площадь поперечного сечения ферритового сердечника; $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ Гн/м – магнитная постоянная; $n_{\text{пр}} = 4000$ – число витков приемной антенны.

В результате расчетов и моделирования были получены оценки магнитного поля и наведенного в приемной антенне сигнала на предельной глубине 1000 м. Для магнитной петли расчет показал амплитуду сигнала 0.2 мкВ на частоте 1.5 кГц (рис. 4б). При этом моделирование дало наиболь-

ший уровень сигнала 0.62 мкВ на частоте 2 кГц (рис. 5б). Для заземленного кабеля расчетный уровень сигнала составлял величину 2.9 мкВ на частоте 2 кГц (рис. 4б), а моделирование на этой частоте дало 1.32 мкВ (рис. 5б). При анализе методом конечных элементов, помимо расчета распределения ЭМ-полей в среде, учитывались вторичные явления, такие как наличие токов проводимости в горных породах, токов растекания и индуцированного ими ЭМ-поля.

Экспериментальные данные, отражающие эффективность распространения низкочастотных ЭМ-полей через горные породы были получены на руднике по добыче руд цветных металлов. Руды представлены в основном халькопиритом [14]. Рудник включает в себя 18 горизонтов с предельной глубиной 870 м и расположен в области нескольких обширных рудных тел с большим углом падения $35^\circ...40^\circ$. Месторождение включает в себя три крупные залежи, содержащие медно-цинковые, свинцово-цинковые, медно-колчеданные руды, большинство из которых обладают низким удельным сопротивлением ($\rho = 30...80$ Ом м), что увеличивает их поглощающие и экранирующие свойства. Передатчик и антенны были установлены на горизонте 13. В области центра залежи установлен передатчик (рис. 6, точка 23). Две из-

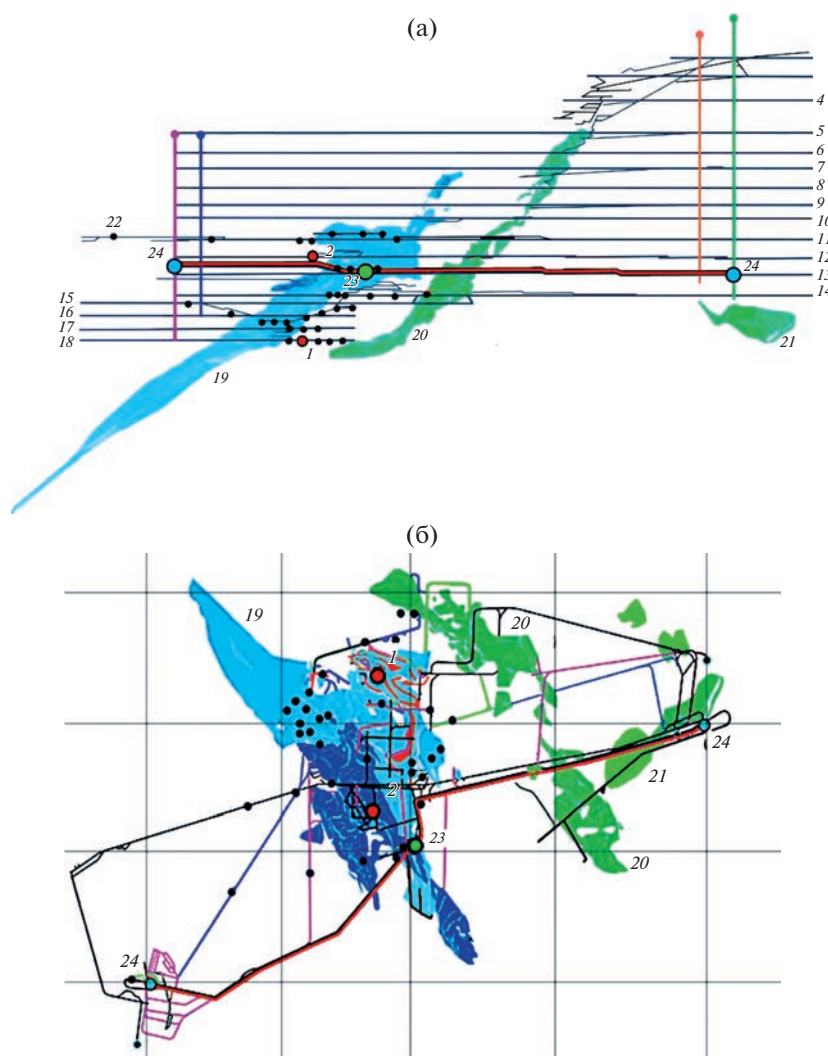


Рис. 6. Схема рудника с установкой передатчика и передающей антенны; а – вид сбоку; б – вид сверху; 1, 2 – контрольные точки измерения; 4–18 – номера шахтных горизонтов; 19 – залежь “Родниковая”; 20 – залежь “Малеевская”; 21 – залежь “Октябрьская”; 22 – точки измерения; 23 – точка установки передатчика; 24 – точки заземления антенны; 25 – передающая антенна.

лучающие антенны длиной 1300 м были растянуты по горным выработкам к шахтным стволам рудника, расположенным в западной и восточной части горизонта (рис. 6, точка 24). Параметры передатчика указаны в табл. 1.

Регистрация сигнала проводилась с использованием приемной магнитной антенны, подключенной к аналого-цифровому преобразователю (LTR-CEU-1-4). В горных выработках преобладали промышленные помехи, сосредоточенные в области линий электроснабжения шахты. В областях выработки руды преобладали гауссовские помехи. Уровень помех в шахте варьировался в пределах от –140 до –160 дБВ (рис. 7). Были проведены измерения на предельном расстоянии от антенны, 450...500 м в области горизонта 18 (точка 1). Приемник располагался под рудным телом,

частично экранирующим приемную антенну от передающей. При записи сигнала в области линий электроснабжения в спектре наблюдались

Таблица 1. Технические параметры передатчика

Параметр	Значение
P , кВт	3
J_0 , А	5
Тип манипуляции	ЧМн, АМн
f , Гц	$f_1 = 966, f_2 = 984$ для ЧМн, $f_0 = 1200$ для АМн
l , м	1300
$S_{эф}$, м ²	1

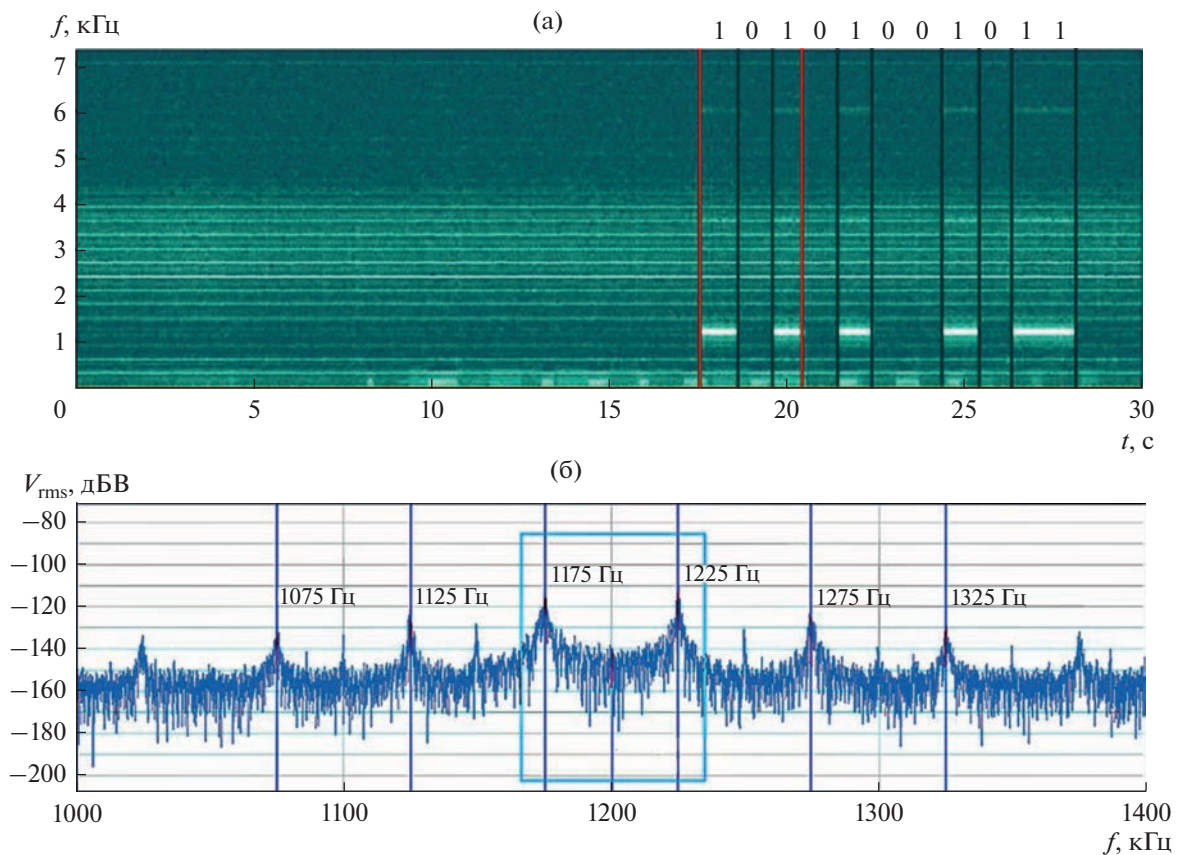


Рис. 7. Характеристика сигнала с амплитудной манипуляцией: а — спектрограмма; б — спектральная характеристика сигнала и помех в диапазоне 1000...1400 Гц.

промышленные помехи, кратные частоте 50 Гц в диапазоне до 4 кГц. Производилась передача битовой последовательности (10101001011) с амплитудной манипуляцией (АМн) и подавлением несущей. В полосе $\Delta f = 25$ Гц боковые частоты соответствовали $f_0 + f_1 = 1225$ Гц и $f_0 - f_1 = 1175$ Гц. Присутствие в спектре мощный промышленных помех требовало реализации специальных алгоритмов их компенсации. Уровень сигнала составляет -110 дБВ при уровне шумов -140 дБВ. Это позволило осуществить беспроводную передачу полезного сигнала через горный массив с низкоомными включениями.

Была реализована передача сигнала с частотной манипуляцией (ЧМн) сигнала на частотах $f_1 = 966$ Гц, $f_2 = 984$ Гц при расположении приемника в области экранирующих рудных залежей на горизонте 12 (точка 2, расстояние от антенны 100 м). Уровень полезного сигнала на рабочих частотах составлял -108 дБВ на частоте 966 Гц и -115 дБВ на частоте 984 Гц с уровнем шума -140 дБВ. Третья, пятая и седьмая гармоники имели более высокий уровень отношения сигнал/шум. Так, выигрыш по третьей гармонике по сравнению с первой со-

ставлял 20 дБВ. Вероятно, это вызвано наличием в тоннеле проводящих коммуникаций в виде металлоконструкций, проводов и др. (рис. 8). Низкий уровень сигнала обусловлен положением приемника внутри рудного тела с сильными поглощающими свойствами.

На основе геологических данных месторождения “Малеевское” (Вост. Казахстан) была проведена проверка расчетных данных с использованием вычислительного моделирования с аналогичным эксперименту положением передающих антенн и рудных залежей. Определен уровень сигнала в контрольных точках 1 и 2. Указанный ранее горный массив имеет усредненные электрофизические показатели для пород горного Алтая ($\sigma = 10^{-3}$ См/м, $\epsilon = 10$, $\mu = 1$). Свойства рудных залежей определяется содержанием рудного минерала в цементирующей породе в виде вкраплений с содержанием халькопирита 1.5...7% ($\sigma = 8 \times 10^{-2}$ См/м, $\epsilon = 15$, $\mu = 1$). Модель была приближена к реальной геометрии рудных тел, топологии передающих антенн и положения передатчика (см. табл. 1) [14].

Результаты численного решения приведены на рис. 9, контрольные точки 1, 2 соответствуют поло-

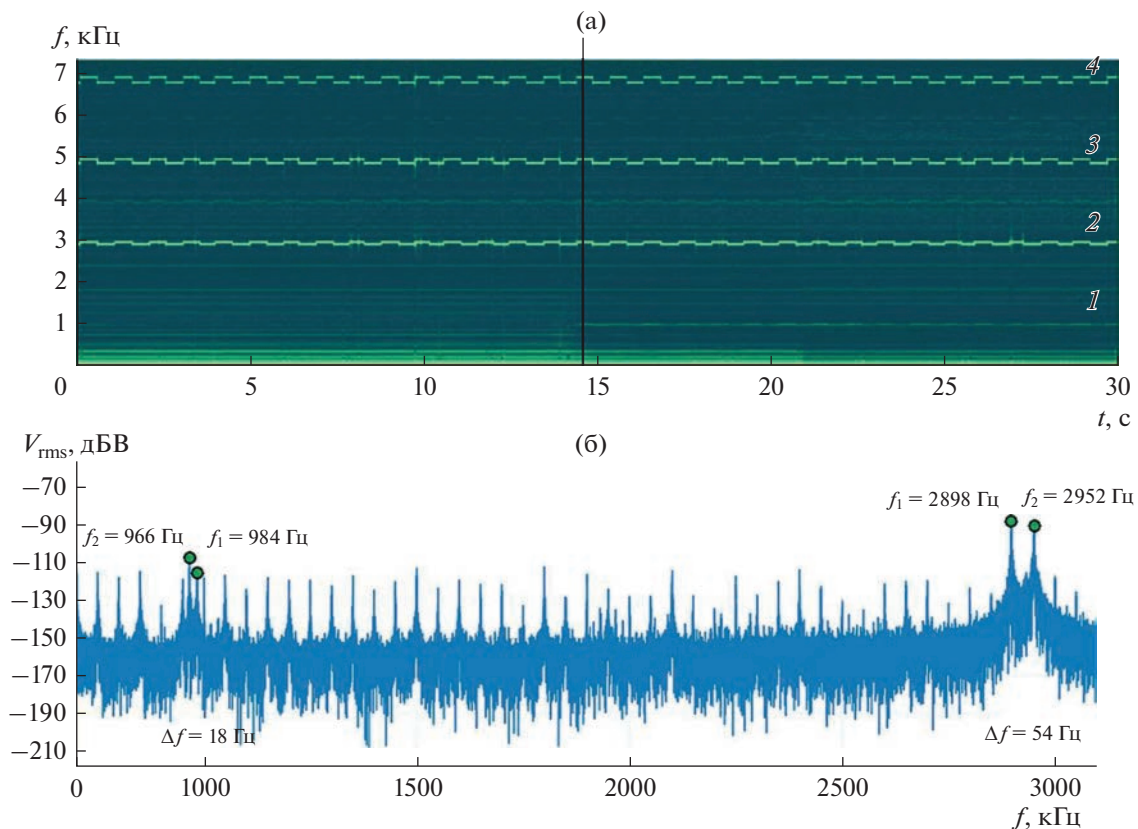


Рис. 8. Характеристика сигнала с частотной манипуляцией в точке 12: а – осциллограмма; б – спектрограмма; б – спектральная характеристика; 1 – полезный сигнал; 2 – третья гармоника; 3 – пятая гармоника; 4 – седьмая гармоника.

жению приемника на горизонтах 18 и 12. В контрольных точках расчетный уровень сигнала равен -109.8 дБВ в точке 1 при $f = 1200$ Гц и -112 дБВ в точке 2 при $f = 980$ Гц. Моделирование дало высокий уровень сходимости с экспериментальными данными. Наблюдалось большое затухание ЭМ-поля в районе рудных залежей и водных пластов. Зона покрытия по пределу чувствительности -120 дБВ достигает 1 км от антенны в области вмещающей породы (рис. 9а, 9б) и сокращается до 700 м в области массивной залежи (см. рис. 9б).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Сравнительные расчетные оценки, результаты моделирования и экспериментальные данные указывают на большую эффективность применения заземленного длинного кабеля в качестве передающей антенны по сравнению с магнитной петлевой антенной. С увеличением требуемой глубины прохождения электромагнитных полей через горные породы и повышении электропроводности среды необходимо снижать рабочие частоты до 1...6 кГц. Массивные рудные залежи оказывают большое влияние на величину электромагнитного поля антенны на малом расстоянии (до 500 м). Так, на расстоянии 100 м от пере-

дающей антенны уровень сигнала внутри рудного тела составлял -110 дБВ при уровне шума -140 дБВ. Аналогичный уровень сигнала и шума (от -108 до -115 дБВ) был зарегистрирован на расстоянии 450...500 м от антенны в области, где не наблюдалось экранирование излучающей антенны рудным телом. Линии электроснабжения в горных выработках вносят мощные промышленные помехи на частотах, кратных 50 Гц, что требует реализации оптимальных методов их подавления. Наличие длиномерной металлической инфраструктуры в виде кабельных линий, труб, балок позволяют поднимать уровень сигнала в области выработок при наличии экранирующих рудных тел.

Сравнение результатов моделирования и экспериментальных данных показывает хорошую сходимость по определению зоны покрытия передающего комплекта. Это позволяет использовать расчетные прогнозы на ранней стадии проектирования систем беспроводной сигнализации и индивидуального вызова персонала с учетом известных геологических и гидрогеологических данных, а также геометрии шахты и рудных залежей.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

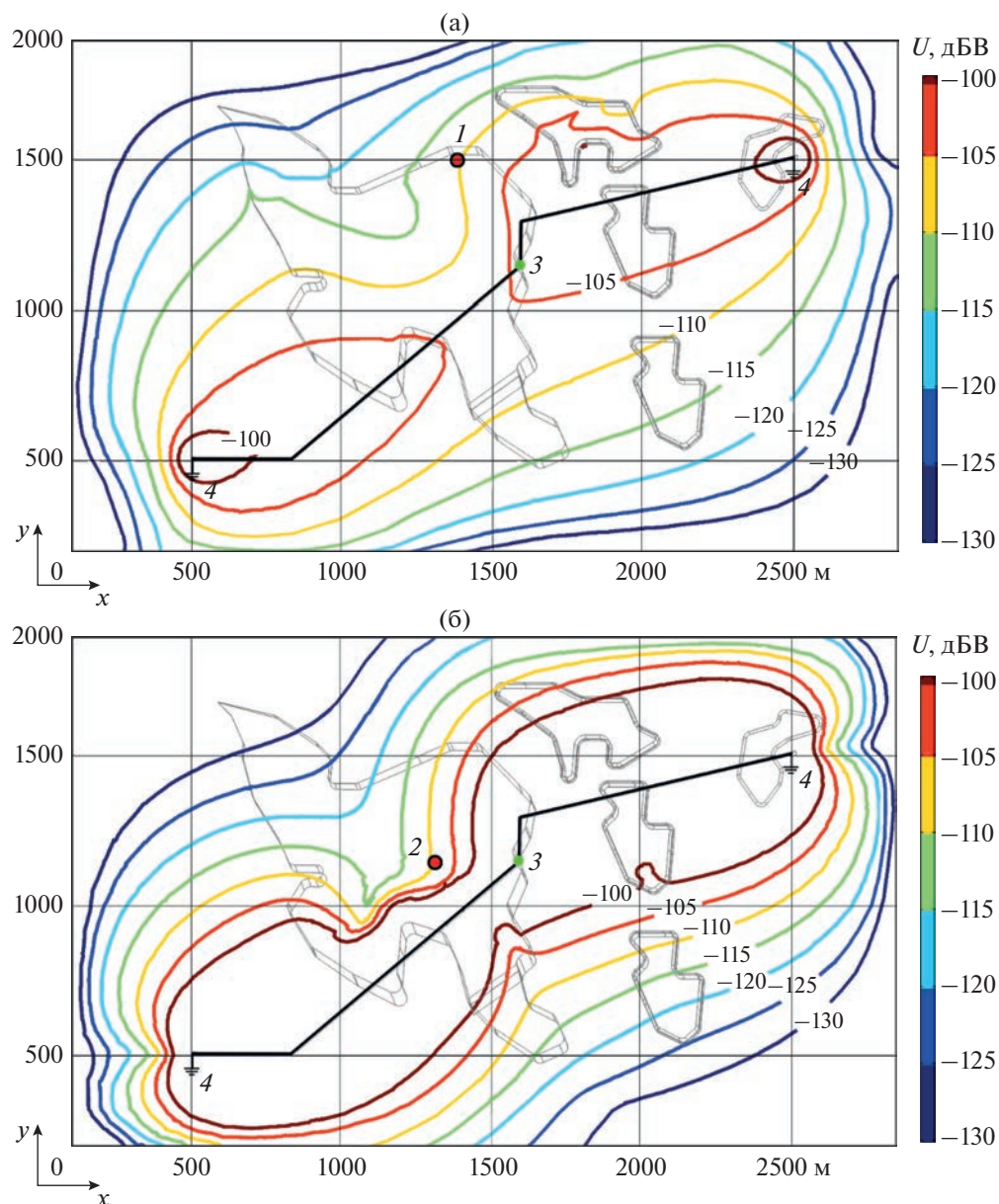


Рис. 9. Графики распределения уровня сигнала на уровнях горизонта 18 при частоте 1200 Гц (а) и горизонта 12 при частоте 980 Гц (б), вид сверху: 1, 2 – контрольные точки измерения; 3 – передатчик; 4 – точки заземления антенн и шахтные стволы.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 20-07-00267).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Kamruzzaman S.M., Fernando X., Jaseemuddin M., Farjow W. // Smart Technologies for Emergency Response and Disaster Management. 2017. № 1. P. 42. <https://doi.org/10.4018/978-1-5225-2575-2.ch002>
2. Farjow W., Raahemifar K., Fernando X. // Appl. Mathem. Modelling. 2015. V. 19. № 39. P. 5997. <https://doi.org/10.1016/j.apm.2015.01.043>
3. Lin S.-C., Alshehri A.A., Wang P., Akyildiz I.F. // IEEE Internet of Things J. 2017. V. 4. № 5. P. 1454. <https://doi.org/10.1109/JIOT.2017.2729887>
4. Akyildiz I.F., Wang P., Sun Z. // IEEE Commun. Magazine. 2015. V. 53. № 11. P. 42. <https://doi.org/10.1109/MCOM.2015.7321970>
5. Ralchenko M., Roper M., Svilans M., Samson C. // IEEE Trans. 2017. V. AP-65. № 6. P. 3146. <https://doi.org/10.1109/TAP.2017.2694758>

6. *Ralchenko M., Roper M., Samson C., Svilans M.* // Technical Program and Expanded Abstr. Soc. Exploration Geophysicists (SEG) Int. Exposition and 86th Annual Meet. Dallas. 18–21 Oct. 2016. Houston: SEG, 2016. P. 2154.
<https://doi.org/10.1190/segam2016-13688479.1>
7. *Пархоменко Э.И.* Электрические свойства горных пород. М.: Наука, 1965.
8. *Иголкин В.И., Шайдуров Г.Я., Тронин О.А., Хохлов М.Ф.* Методы и аппаратура электроразведки на переменном токе. Красноярск: СФУ, 2016.
9. *Жданов М.С.* Геофизическая электромагнитная теория и методы. М.: Научный мир, 2012.
10. *Григорьев А.Д.* Методы вычислительной электродинамики. М.: Физматлит, 2012.
11. *Matinfara M., Zareamoghaddamb H., Eslamia M., Saeidy M.* // Computers and Mathematics with Applications. 2012. № 63. № 1. P. 1.
<https://doi.org/10.1016/j.camwa.2011.09.022>
12. *Бессонов Л.А.* Теоретические основы электротехники. Электромагнитное поле. М.: Гардарики, 2003.
13. *Хомич В.И.* Приемные ферритовые антенны. М.-Л.: Энергоиздат, 1963.
14. *Юдовская М.А.* Минералого-геохимические особенности и условия формирования руд Малеевского месторождения на Рудном Алтае. Дис. канд. геолого-минералог. наук. М.: МГУ, 1995. 220 с.

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

УДК 537.876;537.874;621.372

ИССЛЕДОВАНИЕ СКОРОСТИ ЗАТУХАНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ ВОЛНЫ НА ОТКРЫТОЙ МЕСТНОСТИ В ДВУХЛУЧЕВОЙ МОДЕЛИ

© 2023 г. Ю. В. Андреев^{a, b, *, **}, М. М. Петросян^a

^a Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
ул. Моховая, 11, стр. 7, Москва, 125009 Российская Федерация

^b Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет),
Институтский пер., 9, Долгопрудный Московской обл., 141700 Российская Федерация

*E-mail: yuwa@cplire.ru

**E-mail: andreev.iuv@mipt.ru

Поступила в редакцию 24.10.2022 г.

После доработки 24.10.2022 г.

Принята к публикации 25.01.2023 г.

Исследованы особенности распространения сверхширокополосной волны над поверхностью Земли в двухлучевой модели. Показано, что существует предельное расстояние (точка срыва), до которого сверхширокополосная волна затухает примерно как в свободном пространстве с показателем затухания $n = 2$, не испытывая замираний, благодаря крайне малому времени автокорреляции сверхширокополосной волны; за точкой срыва показатель затухания волны становится равным $n = 4$.

DOI: 10.31857/S0033849423100030, EDN: DPJTWf

ВВЕДЕНИЕ

Показатель затухания мощности является одним из основных факторов, определяющих дальность действия системы радиосвязи, а распространение радиосигналов — “классическая” задача радиофизики. Еще в начале XX в. при исследовании распространения синусоидальных сигналов над поверхностью Земли было показано, что эта задача хорошо описывается двухлучевой интерференционной моделью [1], в рамках которой радиоволна, распространяющаяся над землей, в точке приема складывается с волной, отраженной от поверхности раздела сред “земля—воздух”, а результат суммирования определяется интерференцией этих волн [1]. При больших углах падения θ (малых углах скольжения) волна отражается от земли с коэффициентом $R \approx 1$, при этом фаза волны изменяется на 180° , таким образом, прямая и отраженная волны оказываются почти равны по амплитуде и противоположны по фазе и в значительной степени “гасят” друг друга. Это приводит к тому, что на больших расстояниях затухание мощности радиоволны с расстоянием $P \sim r^{-n}$ происходит с показателем $n = 4$, а не $n = 2$, как в свободном пространстве.

Внедрение в практику радиосвязи сверхширокополосных (СШП) сигналов в начале 2000 годов [2, 3] и работа над стандартами СШП-радиосвязи

802.15.3а, 802.15.4а и др. [4, 5] заставили еще раз обратиться к этой научной проблеме. Это связано с тем, что по некоторым свойствам СШП-сигналы очень сильно отличаются от традиционных узкополосных носителей. В частности, СШП-сигналы имеют быстроспадающую автокорреляционную функцию, вследствие чего в многолучевой среде прямая и отраженная волны не интерферируют, так как не являются коррелированными. Более того, при определенных условиях происходит некогерентное суммирование прямого и отраженных лучей, что приводит к усилению мощности сигнала на входе приемного устройства, как это происходит, например, с хаотическими СШП-радиоимпульсами [6]. В связи с этим необходимо понять, как малое время автокорреляции и отсутствие интерференции может сказываться на показателе затухания мощности СШП-радиоволны при распространении над Землей.

В ходе работы над стандартами беспроводной СШП-связи на основе большого массива узкополосных экспериментальных измерений создан ряд моделей распространения СШП-сигналов диапазона 3...10 ГГц в помещениях различного типа (жилых, офисных, промышленных) [7]. При этом вопрос распространения СШП-сигналов на открытой местности остался наименее проработанным. В частности, модель для открытой местности, предложенная Комитетом по стандартиза-

ции 802.15.4а, предназначена только для расстояний $r \leq 20$ м; при этом предлагается использовать показатель $n = 1.6...1.8$ [8]. Также во многих экспериментальных исследованиях на открытой местности авторы ограничиваются расстояниями $r = 20...30$ м, что, возможно, объясняется ограничениями регулятора, так как в большинстве стран СШП-системы связи относят к системам персонального уровня с дальностью 1...10 (30) м [2, 3].

Немногочисленные экспериментальные работы по измерениям на открытой местности дают противоречивые результаты. Например, в работе [9] собраны данные для модели СШП-канала в трех средах — открытое поле, густой лес и город. По заключению авторов [9], параметры, полученные из экспериментальных данных, точно соответствуют модели СШП-канала IEEE 802.15.4а для открытой местности; утверждается, что эту модель можно использовать в более широком диапазоне параметров канала, чем заявлялось ранее (измерения проводились для расстояний до 70 м).

В работе [10] рассматривается проблема функционирования СШП-систем на очень малом расстоянии от земли (например, антенны лежат на земле). Кроме основной волны и волны, отраженной от земли, учитываются множественные отражения от пригорков, высокой травы и т.п., но при этом используется порог (30 дБ) отсека слабых лучей. Измерения проведены на неровных поверхностях на открытой местности и в разреженном лесу. Форма импульсов записывалась с разрешением 61 пс; полоса сигнала 3.1...5.2 ГГц, расстояние 1...30 м; высоты антенн 30 см. Для открытой местности получено $n = 1.8$, для леса $n = 1.6$.

Однако имеются другие экспериментальные работы, в которых получены значения показателя $n > 2$, с довольно большим разбросом от 2.5 до 4.5 [11–15].

Например, в работе [11] исследуются такие характеристики распространения сигнала типа ультракоротких импульсов с шириной полосы $\Delta f = 1.3$ ГГц, как средняя задержка, ее распределение, затухание и влияние лесной растительности; авторы указывают, что измеренные показатели ослабления сигнала ограничены значениями $2 < n < 3$.

В работе [12] были проведены измерения СШП-каналов возле земли на значительном расстоянии между передатчиком и приемником (до 200 м); использовался OFDM-сигнал; четыре канала в полосе частот 3...10 ГГц; высота антенн от 10 до 200 см. При высоте передающей и приемной антенн $H_{Tx,Rx} = 2$ м авторы получили значение показателя затухания $n = 2.14$; для $H_{Tx,Rx} = 10...50$ см — значения $n = 3.3...3.6$.

В целом задача создания специальных моделей распространения СШП-сигнала на открытой местности не удостоилась вниманием исследова-

телей. Возможно, это объясняется тем, что изначально СШП-системы связи предназначались для использования внутри помещений. Тем не менее ранее в некоторых работах использовалась двухлучевая интерференционная модель для оценки затухания мощности СШП-сигнала. Например, работа [13] посвящена распространению СШП-сигнала внутри помещений, однако ее результаты фактически относятся к открытой местности, так как в описанной модели учитывается только один луч, отраженный от земли. В этой модели авторы вычисляли зависимость ослабления L узкополосного сигнала от частоты f и расстояния x , а ослабление СШП-сигнала оценивали путем усреднения (интегрирования) значений ослабления $L(f, x)$ в полосе частот СШП-сигнала. Авторы сделали следующие выводы: СШП-сигнал испытывает существенно меньшие замирания, чем узкополосный; для СШП-сигнала существует “точка срыва”, т.е. расстояние, на котором показатель затухания резко меняется от $n = 2$ до $n = 4$, подобно тому, как это происходит с узкополосными сигналами.

Похожие результаты были получены в задаче корреляционного приема конкретного типа СШП-сигналов в форме сверхкоротких импульсов, распространяющихся над поверхностью Земли [14]. Полученное в двухлучевой модели аналитическое решение показывает, что на больших расстояниях затухание СШП-импульсов происходит с показателем $n = 4$.

В данной работе вопрос распространения СШП-волны рассматривается на примере хаотических радиоимпульсов (фрагментов непрерывного хаотического СШП-сигнала, генерируемого динамической системой), которые используются в качестве носителя в прямохаотических системах связи [16]. Задача исследована с помощью двухлучевой модели как в частотной, так и во временной области.

Также проведен анализ того, в какой степени результаты, полученные для хаотических СШП-сигналов, характерны для других типов СШП-сигналов.

1. ДВУХЛУЧЕВАЯ МОДЕЛЬ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СШП-РАДИОВОЛН НАД ПЛОСКОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ РАЗДЕЛА ДВУХ СРЕД

Сначала рассмотрим классическую двухлучевую интерференционную модель для узкополосных волн, а затем обобщим ее на сверхширокополосные волны.

1.1. Узкополосная модель

Классическая модель описывает распространение гармонической электромагнитной волны над плоской поверхностью раздела двух сред [1].

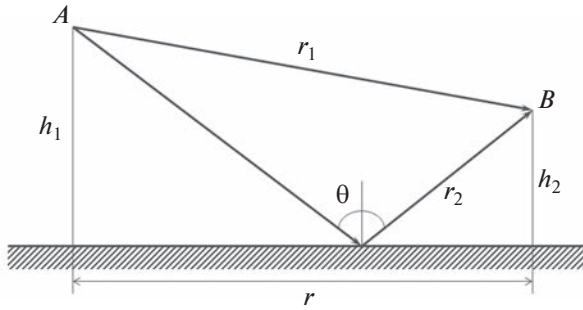


Рис. 1. Двухлучевая модель.

Волна излучается в точке A , поднятой над границей раздела сред на высоту h_1 , и принимается в точке B на высоте h_2 (рис. 1).

Волна в точке приема B представляет собой сумму прямой волны и волны, отраженной от поверхности. Для описания поля в точке приема вычисляется интерференционный множитель V , который связывает комплексную амплитуду суммарного электрического поля $\vec{E}$ с комплексной амплитудой поля в свободном пространстве $\vec{E}_{ml}$:

$$\vec{E} = \vec{E}_{ml} \dot{V}. \quad (1)$$

Выражение для интерференционного множителя (в случае ненаправленных антенн) выглядит следующим образом [1]:

$$V = \sqrt{1 + R^2(\theta_s) + 2R(\theta_s) \cos(k\Delta r + \beta(\theta_s))} \\ \varphi = -\arctg \frac{R(\theta_s) \sin(k\Delta r + \beta(\theta_s))}{1 + R(\theta_s) \cos(k\Delta r + \beta(\theta_s))}, \quad (2)$$

где V — амплитуда множителя, φ — его фаза, R и β — модуль и фаза коэффициента отражения $\dot{R}(\theta_s)$, $\theta_s = \arctg((h_1 + h_2)/r)$ — угол падения волны, $\Delta r = (r_2 - r_1)$ — разность хода отраженной и прямой волн, $k = 2\pi/\lambda$ — волновое число, λ — длина волны.

Коэффициенты отражения от границы двух сред для горизонтальной (H) и вертикальной (V) поляризации рассчитываются по формулам

$$\dot{R}_H = \frac{\sin \theta_s - \sqrt{\dot{\epsilon} - \cos^2 \theta_s}}{\sin \theta_s + \sqrt{\dot{\epsilon} - \cos^2 \theta_s}}, \\ \dot{R}_V = \frac{\dot{\epsilon} \sin \theta_s - \sqrt{\dot{\epsilon} - \cos^2 \theta_s}}{\dot{\epsilon} \sin \theta_s + \sqrt{\dot{\epsilon} - \cos^2 \theta_s}}, \quad (3)$$

где $\dot{\epsilon}$ — комплексная диэлектрическая проницаемость второй среды (т.е. земли). Проницаемость первой среды (воздуха) принимается $\dot{\epsilon} = 1$.

1.2. Формула Введенского

На больших расстояниях r , когда угол падения волны близок к максимальному ($\theta_s \approx \pi/2$) и разность хода лучей становится меньше половины длины волны ($\Delta r < \lambda/2$), значения модуля и фазы коэффициента отражения вне зависимости от поляризации излучения стремятся к $R = 1$, $\beta = \pi$. Подставив эти значения в (2), получаем формулу Введенского для интерференционного множителя, которая во множестве практических случаев довольно точно описывает ослабление радиосигнала с увеличением расстояния [1]:

$$V_B \approx k\Delta r \approx \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda r}. \quad (4)$$

В качестве границы зоны по расстоянию, в которой действует формула Введенского (будем называть ее “зоной формулы Введенского”), можно взять условие $V_B(r) = 1$.

Для примера приведем расчетный график интерференционного множителя. В радиофизике интерференционный множитель принято изображать как функцию угла падения $V(\theta_s)$, однако при описании коммуникационных задач более информативно представлять его как функцию расстояния $V(r)$ (рис. 2). Множитель рассчитан для нормированных параметров: частота $f = 1$, высота $h_1 = h_2 = 10\lambda$, расстояние также отображается в длинах волн. Расчеты проведены для двух вариантов поляризации.

Колебания амплитуды множителя $V(r)$ в левой части графика обусловлены интерференцией прямой и отраженной волн. Размах этих колебаний увеличивается при увеличении расстояния, так как растет коэффициент отражения ($R \rightarrow 1$ при $r \rightarrow \infty$).

Как видно из рис. 2, в зоне формулы Введенского (область после последнего максимума) интерференционный множитель в дважды логарифмическом масштабе ложится на прямую, убывающую со скоростью $1/r$. Соответственно, мощность поля уменьшается как $1/r^2$. А так как мощность сферической прямой волны в точке приема затухает со скоростью $1/r^2$, мощность суммарного сигнала в точке приема затухает со скоростью $1/r^2 \times 1/r^2 = 1/r^4$. В данном примере, граница зоны формулы Введенского составляет примерно $r = 1000\lambda$.

1.3. Двухлучевая модель для сверхширокополосных сигналов

Обобщим двухлучевую модель на сверхширокополосный случай.

Введем “интерференционный” множитель для СШП-сигнала $V_{\text{СШП}}$, определив его через отно-

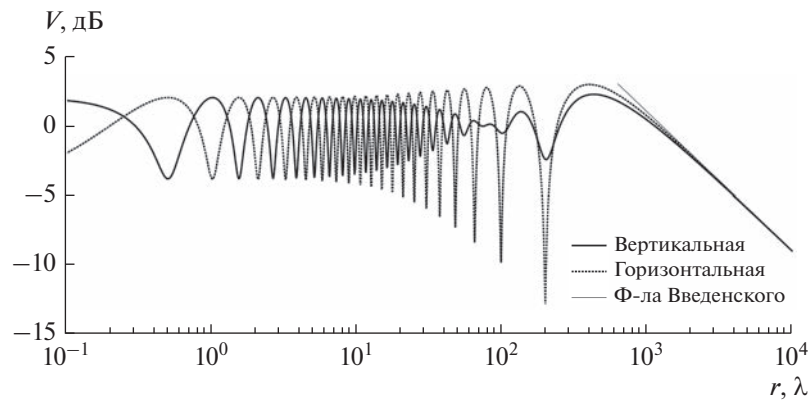


Рис. 2. Интерференционный множитель $V(r)$ для узкополосного сигнала; высота антенн $h = 10\lambda$; расстояние r в длинах волн λ ; два варианта поляризации — вертикальная и горизонтальная.

шение мощностей волны в точке приема в двухлучевом и однолучевом случаях:

$$P = P_1 V_{\text{СШП}}^2, \quad (5)$$

где P_1 — мощность волны в точке приема в свободном пространстве, а P — мощность в точке приема в системе с прямым и отраженным лучами.

Мощность СШП-сигнала P получим интегрированием поля по частоте

$$P = \int_0^\infty |E_m|^2 d\omega = \int_0^\infty (E_m V(\omega))^2 d\omega. \quad (6)$$

Представим комплексную амплитуду электрического поля СШП-волны на частоте ω в виде

$$\dot{E}_m(r, \omega) = \frac{A\omega}{r\sqrt{4\pi}} \dot{S}(\omega) \exp[-i(kr + \varphi)], \quad (7)$$

где A — множитель, определяющий интенсивность колебаний, $S(\omega)$ — комплексная спектральная плотность СШП-сигнала; r — расстояние от излучателя до точки наблюдения; $\varphi(\omega)$ — случайная фаза тока возбуждения излучателя. Будем считать, что частота СШП-сигнала ограничена полосой $[\omega_b, \omega_n]$.

Тогда после несложных преобразований получим

$$V_{\text{СШП}}^2 = \frac{\int_{\omega_n}^{\omega_b} |S(\omega)|^2 |V(\omega)|^2 d\omega}{\int_{\omega_n}^{\omega_b} |S(\omega)|^2 d\omega}. \quad (8)$$

Здесь следует обратить внимание на то, что интерференционный множитель для сверхширокополосного сигнала $V_{\text{СШП}}^2$ нельзя получить просто усреднением по частоте узкополосного интерференционного множителя по мощности $|V(\omega)|^2$, как

это делается в работе [13], так как он определяется не только множителем $V(\omega)$, но и спектром сигнала $S(\omega)$.

Простое усреднение возможно только в том случае, если СШП-сигнал имеет идеально ровную спектральную характеристику вида

$$|S(\omega)| = \begin{cases} 1, & \omega \in [\omega_n, \omega_b] \\ 0, & \omega \notin [\omega_n, \omega_b] \end{cases}. \quad (9)$$

В таком случае выражение для интерференционного множителя $V_{\text{СШП}}$ можно упростить:

$$V_{\text{СШП}}^2 = \frac{1}{(\omega_b - \omega_n)} \int_{\omega_n}^{\omega_b} |V(\omega)|^2 d\omega. \quad (10)$$

2. МОДЕЛИРОВАНИЕ ЗАДАЧИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СШП-РАДИОВОЛН НАД ЗЕМЛЕЙ В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ

Проиллюстрируем полученные аналитические результаты расчетами множителя $V_{\text{СШП}}$ для следующего СШП-сигнала: нормированная полоса частот $f = 0.8 \dots 1.25$; средняя частота $f_{\text{ср}} = \sqrt{f_n f_b} = 1$; относительная ширина полосы частот (коэффициент “сверхширокополосности”) $\mu = \Delta f / f_{\text{ср}} = 0.45$, $h_1 = h_2 = 10\lambda$ (здесь λ соответствует длине волны на средней частоте $f_{\text{ср}}$). Результат представлен на рис. 3.

Сравнивая рис. 2 и 3, легко заметить, что почти до зоны формулы Введенского в случае СШП-сигнала практически не наблюдается колебаний амплитуды интерференционного множителя, которые характерны для узкополосных сигналов. Это объясняется отсутствием интерференции прямой и отраженной волн.

Однако такая ситуация наблюдается не во всем диапазоне расстояний. Время автокорреляции

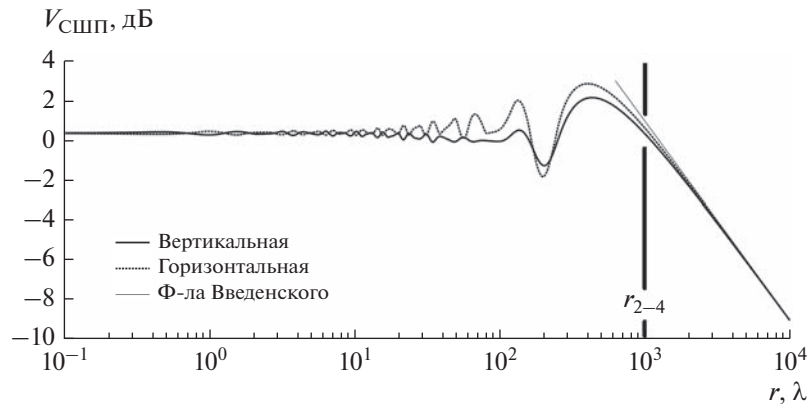


Рис. 3. Интерференционный множитель $V_{\text{СШП}}(r)$ для СШП-сигнала.

шумоподобного СШП-сигнала τ обратно пропорционально ширине полосы частот [17]:

$$\tau = 1/\Delta f. \quad (11)$$

Когда задержка Δt между прямой и отраженной волнами становится меньше τ , эти волны становятся коррелированными и интерферируют, а при увеличении расстояния r график множителя $V_{\text{СШП}}$ начинает вести себя примерно так же, как в узкополосном случае.

Оценим расстояние $r_{\text{кор}}$, на котором волны становятся коррелированными. Подставляя ранее введенный коэффициент сверхширокополосности $\mu = \Delta f/f_{\text{ср}}$ в выражение (11), получаем $\tau = 1/(\mu f_{\text{ср}})$. Соответствующая длина автокорреляции (АК) вычисляется по формуле $l_{\text{АК}} = c\tau = c/(\mu f_{\text{ср}}) = \lambda/\mu$. В нашем примере $\mu = 0.45$, тогда $l_{\text{АК}} = \lambda/\mu = \lambda/0.45 \approx 2.2\lambda$. Таким образом, при разности хода прямой и отраженной волн $\Delta r \leq l_{\text{АК}} = 2.2\lambda$ волны начинают гасить друг друга. Так как при больших расстояниях $\Delta r \approx 2h_1h_2/r$, то, решая уравнение $\Delta r = l_{\text{АК}}$ относительно переменной r , получаем $r_{\text{кор}} = 2h_1h_2\mu/\lambda$. Например, при $h_1 = h_2 = 10\lambda$ это расстояние равно $r_{\text{кор}} = 2 \times 10\lambda \times 10\lambda \times 0.45/\lambda = 90\lambda$. Другими словами, в примере на рис. 3 на расстояниях $r \geq 90\lambda$ разность хода прямой и отраженной волн становится так мала, что волны оказываются коррелированными, поэтому график $V_{\text{СШП}}$, как в узкополосном случае, выходит на асимптотическую формулу Введенского.

3. ПРЯМОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЗАДАЧИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СШП-РАДИОВОЛНЫ ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ

Результаты предыдущего раздела получены путем расчетов в частотной области, что эквивалентно использованию бесконечных во времени непрерывных сигналов. Однако в практических системах СШП-связи передача информации осу-

ществляется с помощью радиоимпульсов конечной длины [16]. Поэтому прямое моделирование распространения СШП-сигнала во временной области также представляет интерес, поскольку оно позволяет учесть такие факторы, как конечная длина радиоимпульсов, разброс мощностных и спектральных характеристик от импульса к импульсу и т.п.

Модель двухлучевого распространения во временной области можно описать следующим образом. Обозначим “прямой” радиоимпульс $x(t)$, $t \in [0, T]$. Если показатели второй среды существенно меняются в полосе частот СШП-сигнала, тогда моделирование в частотной области будет более удобным. Если же комплексный коэффициент отражения $\hat{R} = |R|\exp(i\beta)$ можно считать постоянным в полосе частот СШП-сигнала, то сигнал в точке приема принимает следующий вид:

$$y(t) = \sqrt{L_1}x\left(t - \frac{r_1}{c}\right) + \sqrt{L_2}x\left(t - \frac{r_2}{c}\right)|R|\cos(\beta). \quad (12)$$

Здесь L_1, L_2 — затухание мощности прямой и отраженной волн, рассчитываемое по формуле $L = (4\pi f_{\text{ср}}r/c)^2$, где $f_{\text{ср}}$ — средняя частота СШП-сигнала, r — путь, пройденный волной, c — скорость света. Данная формула соответствует случаю изотропных антенн на передатчике и приемнике.

Мощность сигнала в точке приема $P = \langle |y(t)|^2 \rangle$. Тогда интерференционный множитель вычисляется по формуле

$$V_{\text{СШП}}^2 = \frac{\int_0^T \left(x(t) + \frac{r_2}{r_1} x(t - \Delta r/c) |R| \cos(\beta) \right)^2 dt}{\int_0^T x^2(t) dt}. \quad (13)$$

Использован следующий алгоритм моделирования: сформировать хаотический сигнал, нарезать из него некоторое количество радиоимпульсов

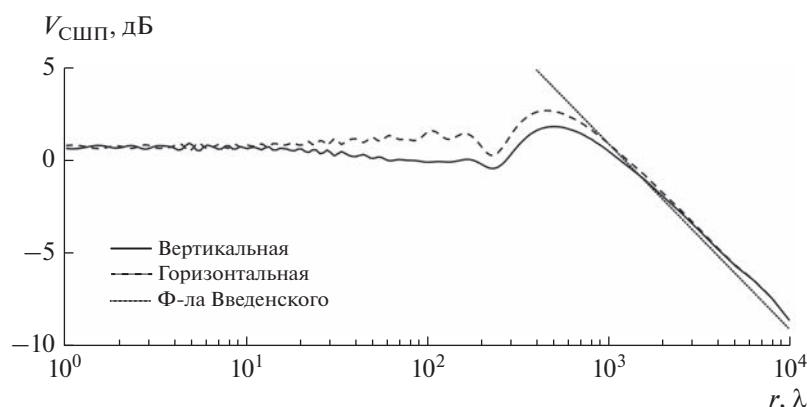


Рис. 4. Интерференционный множитель СШП-сигнала $V_{\text{СШП}}$ (моделирование во временной области).

длительности T — это будут импульсы “прямой” волны $x(t)$, $t \in [0, T]$. Сформировать из них “отраженные” радиоимпульсы, внося затухание (вследствие увеличения пути), коэффициент отражения и изменение фазы. После этого сложить “прямые” импульсы с “отраженными” с учетом задержки, вычислить энергию радиоимпульсов, интерференционный множитель, а затем усреднить результат по всем импульсам.

На рис. 4 представлен график $V_{\text{СШП}}$ для параметров $f = 0.8 \dots 1.25$, $h_1 = h_2 = 10\lambda$, как на рис. 3. Длина радиоимпульсов T в данном примере составляет 400 периодов средней частоты.

Сравнивая рис. 3 и 4, можно сделать вывод, что в целом результат изменился мало, а различия несущественны. Более сильная интерференционная рябь связана, по-видимому, с остаточной корреляцией хаотических радиоимпульсов конечной длины, а небольшие количественные различия значений множителя (в пределах 1...1.5 дБ) — с более точным учетом ослабления мощности отраженного импульса.

4. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Анализируя типичный график интерференционного множителя $V_{\text{СШП}}$ на рис. 3 и 4, можно выделить две четко отличающиеся зоны по расстоянию r . В левой части графика, до зоны формулы Введенского, множитель практически постоянен и близок к единице, $V_{\text{СШП}}^2(r) \approx 1$ (0 дБ), т.е. мощность суммарной волны близка к мощности прямой волны. Следовательно, в этой области расстояний мощность волны уменьшается со скоростью r^{-2} , как в свободном пространстве. Важно отметить практическое отсутствие интерференции прямой и отраженной волн в этой области.

В правой части графика интерференционный множитель $V_{\text{СШП}}^2(r)$ затухает со скоростью r^{-2} , что приводит к затуханию мощности принятого сигнала со скоростью r^{-4} . Границу между двумя зонами можно ввести, приравняв выражение (4) единице, т.е. $V_{\text{В}}(r) = 1$, откуда

$$r_{2-4} = 4\pi h_1 h_2 / \lambda. \quad (14)$$

Важно отметить, что граница (“точка срыва”) r_{2-4} зависит только от высоты антенн и средней длины волны.

Полученные результаты могут представлять интерес для разработчиков систем СШП-связи для открытой местности. Поскольку скорость затухания мощности сигнала напрямую определяет дальность связи, разработчику выгодно оставаться в зоне “свободного пространства”. Тогда при фиксированных прочих параметрах схемы связи с учетом выражения (14) варьирование высоты подвеса передающей и приемной антенн остается единственным доступным параметром влияния на предельное значение дальности (рис. 5). В качестве примера на рис. 5 показано, как каждое увеличение высоты подвеса антенн в 3 раза позволяет на порядок увеличить расстояние, в пределах которого характер распространения радиоволны близок к свободному пространству.

5. ПРОФИЛЬ МЕСТНОСТИ КАК ФАКТОР, ПОЗВОЛЯЮЩИЙ ОБОЙТИ ОГРАНИЧЕНИЕ ПО ДАЛЬНОСТИ

Как следует из модели, интерференция прямой и отраженной волн существенно ограничивает дальность действия системы связи на открытой местности, причем разработчик практически не имеет средств воздействия на этот показатель, кроме изменения высоты подвеса антенн.

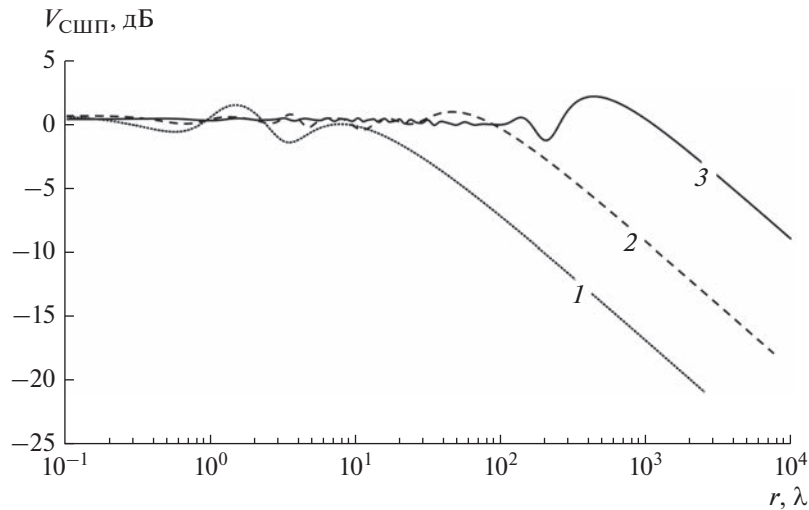


Рис. 5. Интерференционный множитель СШП-сигнала $V_{\text{СШП}}$; высоты антенн 1λ (кривая 1), 3λ (2) и 10λ (3).

Однако ситуация может измениться, если поверхность раздела сред “воздух–земля” не является плоской (для традиционных систем связи такая ситуация описана в [1]). Рассмотрим пример, в котором особый профиль местности позволяет осуществлять радиосвязь за пределами дальности, достижимой над плоской поверхностью. Применим двухлучевую модель для случая распространения СШП-волны над котловиной (лощиной, ущельем), как на рис. 6. Для простоты будем считать котловину цилиндрической с радиусом кривизны R .

На рис. 7 представлен график интерференционного множителя $V_{\text{СШП}}$ для значений параметров $f = 0.8 \dots 1.25$, $h_1 = h_2 = 3\lambda$. Глубина котловины

$H = 20\lambda$, длина трассы между краями котловины $L = 1000\lambda$ ($R = 6260\lambda$). Приемное устройство перемещается по котловине от одного края до другого.

Для указанных значений частоты и высоты антенн, при движении приемника над плоской поверхностью точка срыва составила бы $r_{2-4} \approx 100\lambda$ (см. рис. 5, кривая 2), на что указывает и приведенный здесь график формулы Введенского для использованного набора параметров. Однако наличие впадины приводит к тому, что разность хода лучей на всем маршруте нигде не подходит к нулю (в данном примере, $\Delta r_{\text{мин}} \approx \lambda/7$), поэтому во всем диапазоне расстояний множитель $V_{\text{СШП}}$ остается примерно постоянным с вариациями в пределах $0 \dots 3$ дБ. Таким образом, в данном примере условия распространения СШП-волны оказываются близки к свободному пространству.

6. СРАВНЕНИЕ С ДРУГИМИ ТИПАМИ СШП-СИГНАЛОВ

Описанные явления довольно сильно отличаются хаотические СШП-сигналы от узкополосных носителей традиционных систем связи. В то же время подобные явления могут наблюдаться, по-видимому, не только для хаотических СШП-сигналов, но и для СШП-сигналов других типов. Основным свойством сигналов, на котором основаны полученные результаты, является быстро спадающая автокорреляционная функция, а это свойство характерно для всех СШП-сигналов. Поэтому такие результаты должны наблюдаться и для сверхкоротких импульсов, и для OFDM-импульсов. Время автокорреляции линейно-частотно-модулирован-

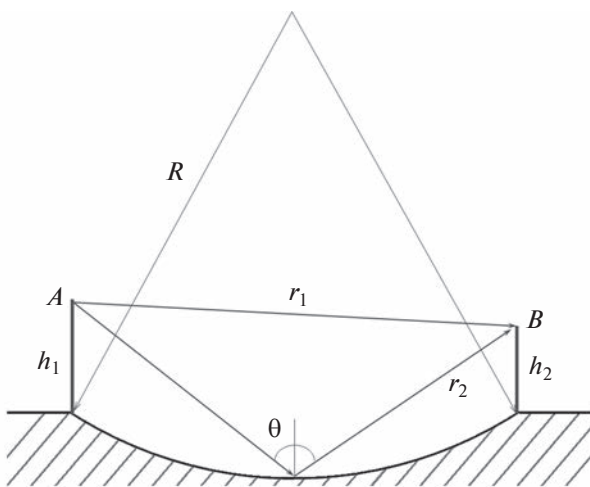


Рис. 6. Распространение СШП-волны над котловиной.

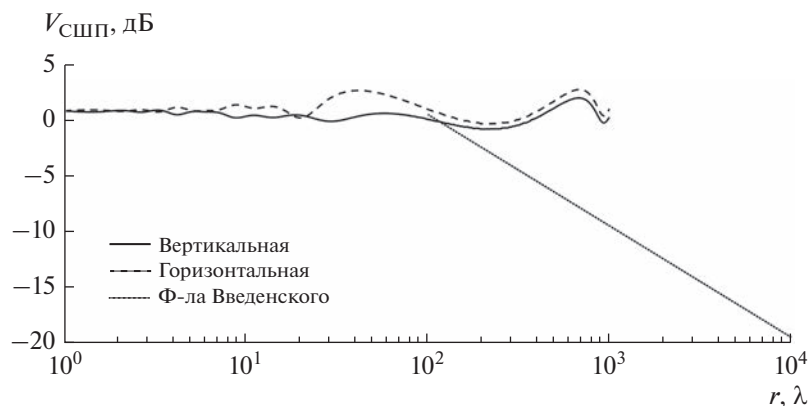


Рис. 7. Интерференционный множитель СШП-сигнала $V_{\text{СШП}}$ при распространении над котловиной.

ных (ЛЧМ) импульсов (при равной длине с хаотическими радиоимпульсами) обычно больше, поэтому для СШП ЛЧМ-импульсов функция интерференционного множителя $V_{\text{СШП}}(r)$ будет иметь более выраженные экстремумы перед точкой срыва r_{2-4} .

Стандартом 802.15.4a предусмотрено использование не одиночных сверхкоротких или ЛЧМ-импульсов, а символов, представленных пачками импульсов. Для пачек с нерегулярным заполнением импульсами ситуация не меняется, так как для таких СШП-сигналов также характерно малое время автокорреляции. Однако для регулярных пачек сверхкоротких импульсов и ЛЧМ-импульсов, это не так, поэтому форма функции интерференционного множителя $V_{\text{СШП}}(r)$ для регулярных сигналов, скорее всего, будет похожа на функцию $V(r)$ для узкополосных сигналов, как на рис. 2.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Исследована задача распространения сверхширокополосного шумоподобного хаотического сигнала над поверхностью земли с помощью двухлучевой модели. Показано, что данная модель хорошо выявляет основные особенности распространения СШП-сигнала и способна объяснить разнородные экспериментальные данные по распространению СШП-сигналов на открытой местности. На небольших расстояниях $r \leq r_{2-4}$ (14) СШП-сигнал распространяется над поверхностью земли, примерно как в свободном пространстве, при практически полном отсутствии интерференции прямой и отраженной волн. На расстояниях $r > r_{2-4}$ характер распространения меняется, и показатель затухания мощности СШП-сигнала с расстоянием резко увеличивается до $n = 4$.

Полученные результаты могут представлять интерес для разработчиков систем СШП-связи. Поскольку скорость затухания мощности сигнала напрямую определяет дальность связи, разработ-

чику выгодно оставаться в зоне “свободного пространства”. Показано, что при фиксированных параметрах канала связи варьирование высоты подвеса передающей и приемной антенн остается единственным доступным параметром воздействия на предельное значение дальности связи.

В работе намеренно проигнорированы такие вопросы, как формирование луча, направленность антенн, шероховатость отражающей поверхности и т.п., поскольку они несущественны для понимания основных отличий характеристик распространения узкополосных и сверхширокополосных сигналов. В то же время, по всей видимости, все эти факторы оказывают на СШП-сигналы примерно такое же влияние, как и на узкополосные.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена в рамках государственного задания Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Долуханов М.П. Распространение радиоволн. М.: Связь, 1972.
2. ET Docket 98-153, FCC 02-48. April 22, 2002. Washington: Federal Communications Commission (FCC), 2002.
3. Решение ГКРЧ № 09-05-02 от 15 декабря 2009 г.
4. ECMA-368. High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard. 3rd ed. Dec. 2008.
5. 802.15.4a-2007. N.Y.: IEEE, 2007.
6. Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Клецов А.В. // РЭ. 2007. Т. 52. № 7. С. 838.
7. Molisch A.F. Wireless Communications. Chichester: John Wiley & Sons, Ltd., 2010.

8. *Molisch A.F., Balakrishnan K., Cassioli D. et al.* IEEE 802.15.4a Channel Modeling Sub-committee Report Final. IEEE 802.15-04-0662-02-004a. 2005. P. 3681.
9. *Richardson P., Xiang W., Shan D.* // Int. J. Ultra Wide-band Comm. and Syst. 2014. V. 3. № 1. P. 1.
10. *Yang Li, Kai D., Maorong J. et al.* // Aut. Control Comp. Sci. 2019. V. 53. P. 186.
<https://doi.org/10.3103/S014641161902010X>
11. *Win M.Z., Ramirez-Mireles F., Scholtz M.A., Barnes M.A.* // Proc. 1997 IEEE 47th Vehicular Techn. Conf. Technology in Motion. N.Y.: IEEE, 1997. V. 1. P. 251.
<https://doi.org/10.1109/VETEC.1997.596358>
12. *Sangodoyin S., Niranjayan S., Molisch A.F.* // Proc. 2013 7th Europ. Conf. Antennas and Propagation (EuCAP). N.Y.:IEEE, 2013. P. 3034.
13. *Sato S., Kobayashi T.* // 8th IEEE Int. Symp. Spread Spectrum Techniques & Applications. N.Y.: IEEE, 2004. P. 488.
<https://doi.org/10.1109/ISSSTA.2004.1371748>
14. *Maw M.M., Rankhamrat B., Promwong S.* // Proc. Reg. Conf. Comp. & Inf. Eng. (RCCIE-2013). Bangkok. Aug 22–23, 2013. P. 87.
15. *Siwiak K., Bertoni H.L., Yano S.M.* // Electronic Lett. 2003. V. 39. № 1. P. 142.
16. *Дмитриев А.С., Панас А.И.* Динамический хаос: новые носители информации для систем связи. М.: Физматлит, 2002.
17. *Рытов С. М.* Введение в статистическую радиофизику. Ч. 1. Случайные процессы. М.: Наука, 1966.

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

УДК 537.876;537.874;621.372;621.374

МОДЕЛЬ ЗАТУХАНИЯ МОЩНОСТИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ ВОЛНЫ В ПОМЕЩЕНИИ

© 2023 г. Ю. В. Андреев^{a, b, *, **}, М. М. Петросян^a^a Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
ул. Моховая, 11, стр. 7, Москва, 125009 Российская Федерация^b Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет),
Институтский пер., 9, Долгопрудный, Московская область, 141700 Российская Федерация

*E-mail: yuwa@cplire.ru

**E-mail: andreev.iuv@mipt.ru

Поступила в редакцию 28.11.2022 г.

После доработки 02.12.2022 г.

Принята к публикации 25.01.2023 г.

Для исследования распространения сверхширокополосной волны внутри помещений предложена модель с парными отражениями от поверхностей, расположенных друг против друга. Показано, что в отличие от открытой местности многолучевая среда помещений по характеру затухания волны с расстоянием близка к свободному пространству. Благодаря этому энергетический резерв сверхширокополосной линии связи в помещении должен быть выше, чем на открытой местности.

DOI: 10.31857/S0033849423100042, EDN: DPIAXS

ВВЕДЕНИЕ

Основным параметром среды распространения, определяющим энергетический резерв линии связи, является показатель затухания n мощности сигнала P с расстоянием r : $P \sim r^{-n}$. В свободном пространстве показатель $n = 2$, однако на открытой местности на достаточном удалении от передатчика мощность сигнала в точке приема затухает примерно как r^{-4} , причем такое затухание сигнала характерно как для узкополосных [1], так и для сверхширокополосных (СШП) сигналов [2–4]. Это явление объясняется интерференцией в точке приема прямой волны и волны, отраженной от поверхности раздела сред “воздух–земля”, и хорошо описывается так называемой двухлучевой интерференционной моделью [1].

В рамках двухлучевой модели, при распространении радиоволны на открытой местности поле в точке приема формируется путем суммирования прямой волны $s(t)$ и волны $u(t)$, отраженной от поверхности земли (рис. 1а). На больших расстояниях r , при которых угол падения волны θ близок к 90° (соответственно, угол скольжения близок к 0°), волна отражается от земли с коэффициентом $R \approx -1$, поэтому $u(t) = s(t)R \approx -s(t)$ и прямая и отраженная волны в точке приема практически “гасят” друг друга. Как следствие, интерференционный множитель V , который связывает комплексную амплитуду электрического поля $\dot{E}$

в точке приема с комплексной амплитудой поля $\dot{E}_{m0}$ в свободном пространстве

$$\dot{E} = \dot{E}_{m0} V \quad (1)$$

зависит от расстояния как $1/r$ для амплитуды и как $1/r^2$ для мощности, что дает в этой модели итоговый показатель затухания $n = 4$ [1–4].

В то же время в моделях СШП-канала для стандартов IEEE 802.15.3а и 802.15.4а, построенных на основе массива экспериментов, для каналов связи с прямым лучом внутри помещений различного типа (офисных, жилых, промышленных) используются значения показателя затухания в диапазоне $n = 1.4...2$ [5, 6]. С чем связан разрыв значений показателей затухания n на открытой местности и в помещениях, можно ли сравнивать характеристики систем связи в этих средах распространения – чтобы ответить на эти вопросы, исследуем распространение СШП-сигнала в помещении с помощью простой модели, учитывающей парный характер основных отражений сигнала.

1. МОДЕЛЬ С ПАРНЫМИ ОТРАЖЕНИЯМИ

В отличие от открытой местности, распространение радиоволны в помещении сопровождается большим числом отражений, причем во многих случаях основными отражающими поверхностями являются главные конструктивные плоскости помещения, т.е. стены, пол и потолок. Поэтому в

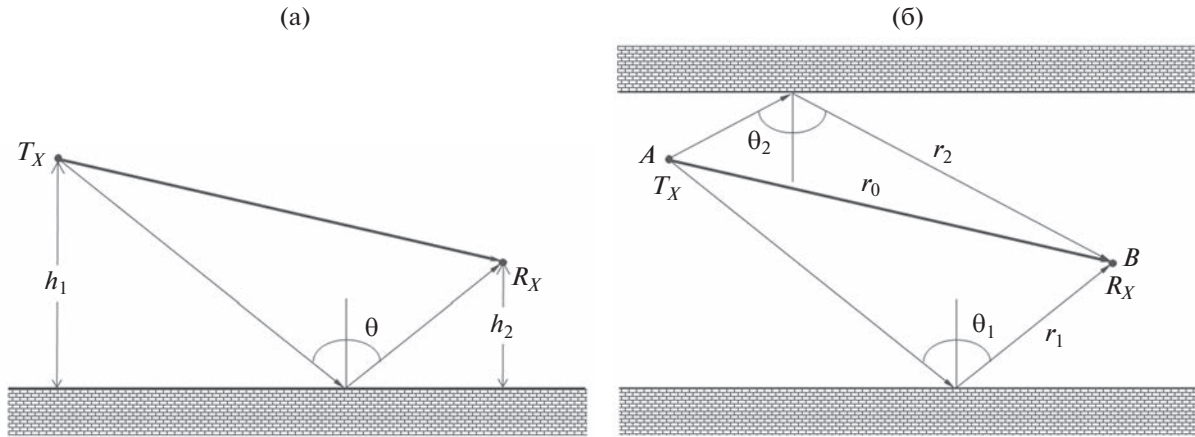


Рис. 1. Модели распространения радиоволны: а) над поверхностью Земли; б) в помещении.

точке приема прямая волна суммируется не с одной отраженной волной, а с волнами, отраженными от параллельных поверхностей: пол — потолок, противоположные стены. Таким образом, в каждой плоскости отражения помимо прямой волны имеется, как минимум, пара отраженных волн, образованных отражением от пары поверхностей, как показано на рис. 1б.

Интуитивно понятно, что в этом случае на больших расстояниях (при углах падения $\theta \approx 90^\circ$) прямая волна $s(t)$ и одна из двух отраженных волн $u(t)$ также гасят друг друга, однако при этом в точку приема приходит вторая отраженная волна $u(t) \approx -s(t)$. Поэтому, несмотря на интерференцию, не происходит ослабления мощности в точке приема, следовательно, показатель затухания n в этой ситуации должен быть не хуже, чем в свободном пространстве, т.е. $n \leq 2$.

Эти качественные рассуждения можно продемонстрировать на модели, описывающей взаимодействие прямой волны с парой отраженных волн (рис. 1б). Фактически будем исследовать распространение электромагнитной волны между двумя параллельными плоскостями (как будет понятно далее, требование параллельности не является обязательным). Для этого вычислим интерференционный множитель (1), подобно тому, как это делается в классической двухлучевой модели [1]. Интерференционный множитель удобен тем, что позволяет сосредоточиться на особенностях изменения показателя затухания мощности принятого сигнала на фоне квадратичного закона затухания $P \sim r^{-2}$, характерного для свободного пространства.

Выведем сначала выражение $V(\omega)$ для гармонической электромагнитной волны. Запишем комплексную амплитуду напряженности поля прямой волны $\dot{E}_{m0}$ в виде

$$\dot{E}_{m0} = \frac{\sqrt{60PG_0}}{r_0} F(\alpha_0) \exp(ikr_0), \quad (2)$$

где P — мощность излучения, $G_0 F^2(\alpha_0)$ — коэффициент усиления антенны с учетом диаграммы направленности, $F(\theta, \varphi, \omega)$ — диаграмма направленности по полю, α_0 — угол направления на точку B из точки A (рис. 1б), ω — угловая частота падающей волны, r_0 — длина прямого луча, $k = 2\pi/\lambda$ — волновое число, λ — длина волны излучения [1].

Напряженность электрического поля отраженных волн равна

$$\dot{E}_{m1} = \frac{\sqrt{60PG_0}}{r_1} F(\alpha_1) \dot{R}_1(\theta_{1s}) \exp(i(kr_1 + \beta_1(\theta_{1s}))), \quad (3)$$

$$\dot{E}_{m2} = \frac{\sqrt{60PG_0}}{r_2} F(\alpha_2) \dot{R}_2(\theta_{2s}) \exp(i(kr_2 + \beta_2(\theta_{2s}))), \quad (4)$$

где R и β — модуль и фаза коэффициента отражения $\dot{R}(\theta_s)$, θ_s — угол падения, r_1 и r_2 — длины отраженных лучей; индексы 1 и 2 относятся к соответствующим отраженным волнам.

Результирующее поле в точке приема принимает вид

$$\begin{aligned} \dot{E}_{m\Sigma} = \\ = \dot{E}_{m0} \left[1 + \frac{F(\alpha_1)}{F(\alpha_0)} \dot{R}_1(\theta_{1s}) \exp(i(k\Delta r_1 + \beta_1(\theta_{1s}))) + \right. \\ \left. + \frac{F(\alpha_2)}{F(\alpha_0)} \dot{R}_2(\theta_{2s}) \exp(i(k\Delta r_2 + \beta_2(\theta_{2s}))) \right], \end{aligned} \quad (5)$$

где $\Delta r_1 = r_1 - r_0$, $\Delta r_2 = r_2 - r_0$. В случае слабонаправленных антенн с $F(\alpha) \approx 1$ получим упрощенное выражение для интерференционного множителя $\dot{V}$ и его модуля по мощности V^2 :

$$\begin{aligned} \dot{V} = 1 + \dot{R}_1(\theta_{1s}) \exp(i(k\Delta r_1 + \beta_1(\theta_{1s}))) + \\ + \dot{R}_2(\theta_{2s}) \exp(i(k\Delta r_2 + \beta_2(\theta_{2s}))). \end{aligned} \quad (6)$$

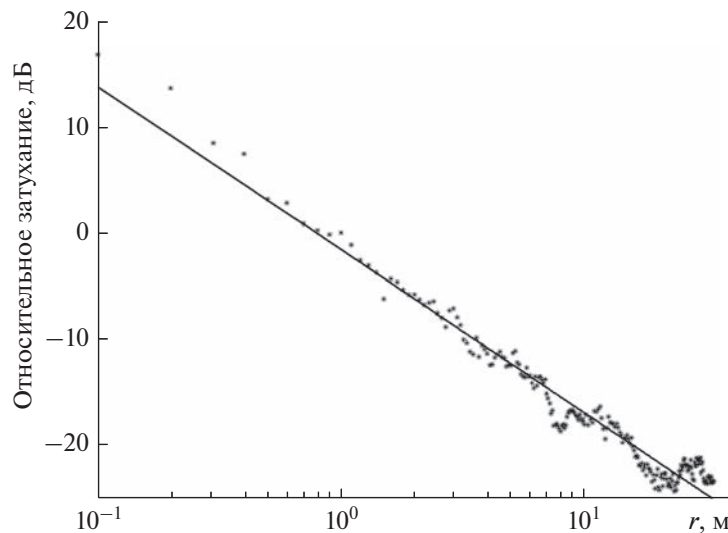


Рис. 2. Экспериментальный график затухания мощности хаотических радиоимпульсов в помещении [7].

$$\begin{aligned}
 V^2 = & 1 + (R_1(\theta_{1s}))^2 + (R_2(\theta_{2s}))^2 + \\
 & + 2R_1(\theta_{1s})\cos(k\Delta r_1 + \beta_1(\theta_{1s})) + \\
 & + 2R_2(\theta_{2s})\cos(k\Delta r_2 + \beta_2(\theta_{2s})) + \\
 & + 2R_1(\theta_{1s})R_2(\theta_{2s})\cos(k(\Delta r_1 + \Delta r_2) + \\
 & + \beta_1(\theta_{1s}) + \beta_2(\theta_{2s})).
 \end{aligned} \quad (7)$$

Теперь, зная $V(\omega)$, обобщим данный подход на сверхширокополосный случай. Определим “интерференционный” множитель для СШП-волны $V_{\text{СШП}}$ через отношение мощностей СШП-волны в точке приема в многолучевом и однолучевом случаях:

$$P = P_0 V_{\text{СШП}}^2, \quad (8)$$

где P_0 — мощность волны в точке приема в свободном пространстве, P — мощность в точке приема в системе с несколькими лучами.

Будем считать, что СШП-сигнал ограничен полосой частот $[\omega_n, \omega_b]$. Нетрудно показать, что для СШП-сигнала с постоянной спектральной характеристикой вида $S(\omega) = 1$, $\omega \in [\omega_n, \omega_b]$, выражение для интерференционного множителя $V_{\text{СШП}}$ имеет следующий вид:

$$V_{\text{СШП}}^2 = \frac{\int_{\omega_n}^{\omega_b} |V(\omega)|^2 d\omega}{(\omega_b - \omega_n)}, \quad (9)$$

т.е. множитель $V_{\text{СШП}}^2$ равен среднему по частоте значению мощности интерференционного множителя $V^2(\omega)$, рассчитанного по формуле (7) (более подробно вывод формул см. в [4]).

2. ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Чтобы продемонстрировать возможности предложенной модели и указать на основные закономерности и факторы, влияющие на показатель затухания СШП-волны в помещении, опишем с помощью представленной выше модели физический эксперимент с известными условиями проведения и сравним экспериментальные данные с результатами моделирования. В качестве примера возьмем работу [7], в которой проводились измерения затухания хаотических СШП-радиоимпульсов внутри здания. На рис. 2 воспроизведен график изменения мощности хаотической СШП-волны $P(r)$ при перемещении излучателя вдоль коридора с размерами 3 м (ш) $\times$ 4.8 м (в) $\times$ 40 м (д). Эксперимент проводился с хаотическим СШП-сигналом с полосой частот $f = 3 \dots 5$ ГГц; длина волны на средней частоте $\lambda = 7.5$ см; передатчик и приемник установлены посередине между стенами (расстояние от каждой стены 1.5 м) на высоте 0.8 м от пола; волна распространялась вдоль коридора; антенны излучателя и приемника — типа монополь; поляризация излучаемой волны вертикальная [7]. Как видно на рис. 2, кривая затухания мощности с точностью около 1.5...2 дБ аппроксимирована прямой линией с показателем $n = 1.5$.

Моделирование задачи затухания мощности СШП-сигнала в данном помещении будем выполнять во временной области (подробнее об алгоритме моделирования см. [4]). Выражение для интерференционного множителя для двух отраженных лучей записывается следующим образом

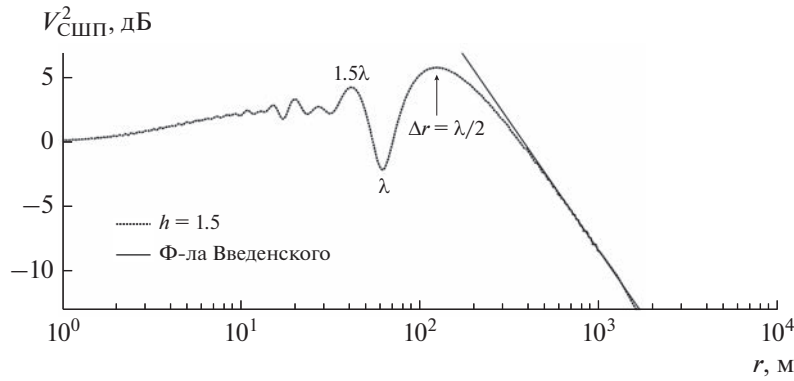


Рис. 3. Интерференционный множитель $V_{\text{СШП}}^2(r)$ при отражении от одной стены (в двухлучевой модели).

$$V_{\text{СШП}}^2 = \frac{\int_0^T \left(x(t) + \frac{r_1}{r_0} \frac{F(\alpha_1)}{F(\alpha_0)} x(t - \Delta r_1/c) |R_1| \cos(\beta_1) + \frac{r_2}{r_0} \frac{F(\alpha_2)}{F(\alpha_0)} x(t - \Delta r_2/c) |R_2| \cos(\beta_2) \right)^2 dt}{\int_0^T x^2(t) dt}, \quad (10)$$

где $x(t)$ — СШП хаотический радиоимпульс длительности T , c — скорость света; остальные обозначения совпадают с обозначениями формул (3)–(7).

Для простоты, антенны излучателя и приемника представим диполями, расположенными вертикально.

В данной задаче имеются две основные плоскости отражений — горизонтальная и вертикальная. Сначала рассмотрим отражение волны в этих плоскостях по отдельности, а затем объединим результаты.

2.1. Отражение в горизонтальной плоскости

Для вертикально направленной антенны дипольного типа горизонтальная плоскость является азимутальной, диаграмма направленности в этой плоскости $F(\varphi) = 1$. Электрический вектор падающей волны параллелен отражающей поверхности (стене).

Чтобы иметь базу для сравнения, в качестве первого шага рассмотрим отражение волны только от одной из стен (рис. 3). Такая ситуация эквивалентна распространению волны на открытой местности (см. рис. 1а), поэтому расчет соответствующего интерференционного множителя $V_{\text{СШП}}(r)$ выполнен с помощью двухлучевой модели.

Как видно из рис. 3, на начальном участке графика $V_{\text{СШП}}(r)$ нет значительных (размахом десятки децибел) колебаний, характерных для узкополосных сигналов, возникающих вследствие интерференции прямой и отраженной волн. В случае СШП-сигналов, для которых характерно малое время автокорреляции τ , прямая и отра-

женная волны оказываются практически некоррелированными в точке приема и складываются по мощности. Незначительная остаточная корреляция проявляется в виде мелкой ряби на графике $V_{\text{СШП}}(r)$.

По мере роста расстояния r разность хода Δr между прямой и отраженной волнами уменьшается, и, когда Δr становится сравнима с длиной автокорреляции $l_{\text{кор}} = c\tau$ (c — скорость света, τ — время автокорреляции), корреляция и интерференция прямой и отраженной волн проявляется на графике $V_{\text{СШП}}(r)$ в виде нескольких интерференционных экстремумов, которые отвечают разностям хода Δr кратным $\lambda/2$ (λ — длина волны излучения на средней частоте).

Выполним оценки. Как известно, время автокорреляции шумоподобного СШП-сигнала τ обратно пропорционально ширине полосы частот: $\tau = 1/\Delta f$ [8]. В данном случае $\Delta f = 2$ ГГц, $\tau = 0.5$ нс, $l_{\text{кор}} = 15$ см, т.е. здесь $l_{\text{кор}} = 2\lambda$. Учитывая, что

$$\Delta r \approx \frac{2h_{\text{Tx}}h_{\text{Rx}}}{r}$$

и что высоты передающей и приемной антенн над плоскостью раздела сред (т.е. стеной) $h_{\text{Tx}} = h_{\text{Rx}} = 1.5$ м, разность хода $\Delta r = l_{\text{кор}}$ достигается на расстоянии около $r = 30$ м.

В области расстояний $r > 300$ м расчетный интерференционный множитель $V_{\text{СШП}}(r)$ выходит на прямую, соответствующую формуле Введенского

$$V_{\text{В}}(r) \approx \frac{4\pi h_{\text{Tx}}h_{\text{Rx}}}{\lambda r}, \quad (11)$$

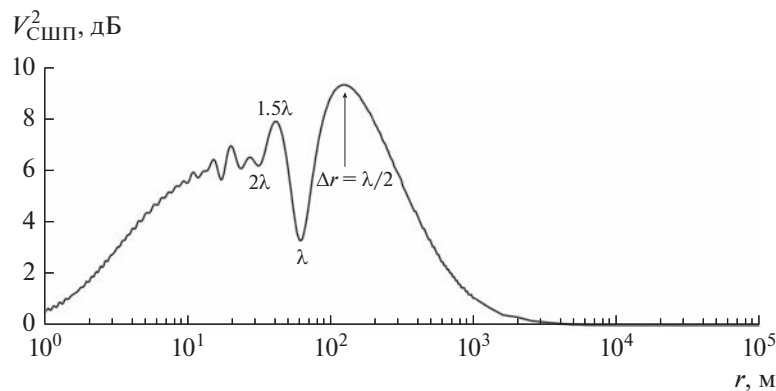


Рис. 4. Отражение в горизонтальной плоскости (от двух стен).

что обеспечивает дополнительное затухание мощности $\sim 1/r^2$, и общее затухание мощности СШП волны $P(r) \sim 1/r^4$.

Теперь исследуем данную задачу с помощью введенной выше трехлучевой модели (см. рис. 1б) и учтем отражение от обеих противоположных стен. Такую ситуацию можно трактовать как распространение волны между двумя бесконечными параллельными плоскостями.

На рис. 4 приведен расчетный график множителя $V_{\text{СШП}}^2(r)$. Прежде всего следует отметить, что повсюду $V_{\text{СШП}}^2(r) > 1$ (0 дБ), т.е. во всем диапазоне расстояний мощность волны $P(r)$ в точке приема больше, чем мощность волны $P_0(r)$ в свободном пространстве, т.е. данная многолучевая среда не вносит дополнительного ослабления.

На начальном участке графика ($1 \text{ м} \leq r \leq 13 \text{ м}$) значение множителя $V_{\text{СШП}}^2$ довольно последовательно увеличивается, что можно объяснить ростом коэффициента отражения $|R|$. Рост множителя $V_{\text{СШП}}^2$ означает, что на данном интервале расстояний показатель затухания мощности волны меньше, чем в свободном пространстве, т.е. $n < 2$.

По мере увеличения расстояния r разность хода Δr между прямой и отраженными волнами уменьшается и, когда она становится меньше длины автокорреляции $l_{\text{кор}}$ (начиная с расстояния $r \approx 30 \text{ м}$), на графике наблюдаются несколько интерференционных экстремумов, как на рис. 3.

Максимальное значение множителя $V_{\text{СШП}}^2 = 9.3 \text{ дБ}$ достигается, когда разность хода волн составляет $\Delta r = \lambda/2$. При этом коэффициент отражения равен $R \approx -1$, т.е. каждая отраженная волна $u(t)$ примерно равна по амплитуде падающей волне $s(t)$ с обратным знаком, но смещена относительно падающей на $\lambda/2$ (на полпериода), т.е. $u(t) = -s(t - T_{\text{ср}}/2)R$, где $T_{\text{ср}}$ — средний период колебаний. Нетрудно видеть, что в этом случае $u(t) \approx s(t)$.

Суммирование прямой волны $s(t)$ с двумя одинаковыми отраженными $u(t)$ дает итоговую волну $y(t) = s(t) + 2u(t) \approx 3s(t)$, мощность которой близка к $P_{\Sigma} = 9$ (9.5 дБ) (при моделировании мощность падающей волны в точке приема принималась $P = 1$).

В области $r > 300 \text{ м}$ в ситуации с одной отраженной волной интерференционный множитель находился бы на прямой линии, описываемой формулой Введенского (11), как на рис. 3, однако в модели с двумя отраженными волнами при $r \rightarrow \infty$ график $V_{\text{СШП}}(r)$ быстро сходится к $V_{\text{СШП}} = 0 \text{ дБ}$. Другими словами, в этой области расстояний среда распространения не вносит дополнительного затухания и мощность волны затухает как в свободном пространстве. Очевидно, данная особенность распространения обусловлена наличием двух отраженных волн в точке приема. Физический смысл этого явления, по-видимому, заключается в том, что отражающие поверхности ограничивают волну, не давая ей рассеиваться на бесконечности, поэтому уместной представляется аналогия с “волноводом”.

При смещении излучателя и приемника от центральной оси помещения к одной из стен характер поведения графика $V_{\text{СШП}}(r)$ усложняется, так как отраженные волны уже не являются одинаковыми. Области расстояний, в которых отраженные волны становятся коррелированными с падающей волной и друг с другом, расходятся по шкале дальности, что дает более сложную картину экстремумов, а также уменьшение размаха колебаний $V_{\text{СШП}}(r)$. Однако и в этом случае при $r \rightarrow \infty$ график $V_{\text{СШП}}(r)$ сходится к горизонтальной асимптоте $V_{\text{СШП}} = 0 \text{ дБ}$.

2.2. Отражение в вертикальной плоскости

Для антенны дипольного типа вертикальная плоскость является угломестной; диаграмма направленности в этой плоскости $F(\theta) = \cos(\theta)$.

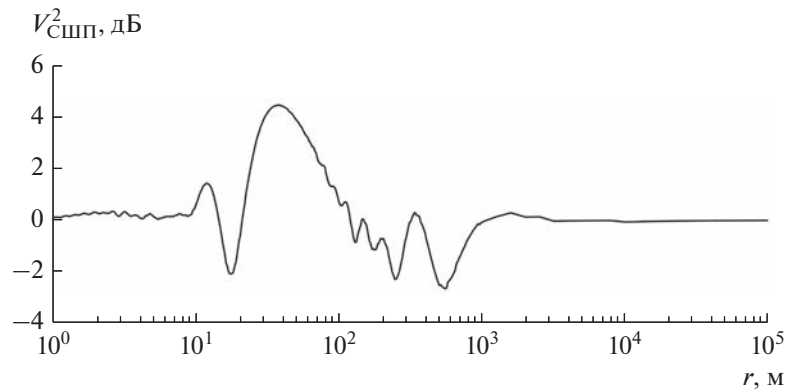


Рис. 5. Отражение в вертикальной плоскости (от пола и потолка).

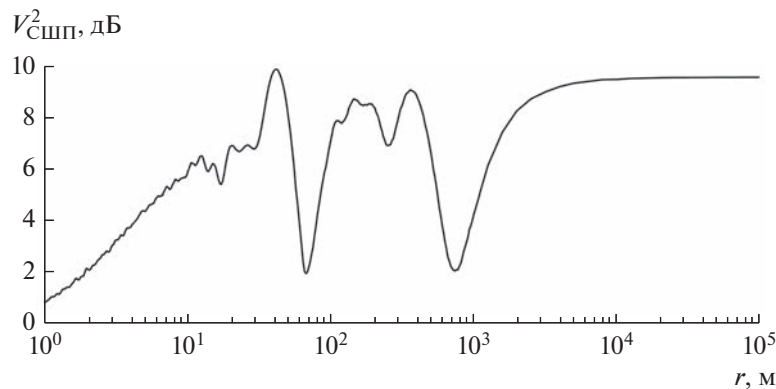


Рис. 6. Отражение от пола, потолка и стен.

Отражение СШП-волны от пары поверхностей “пол–потолок” (рис. 5) происходит примерно так же, как и в горизонтальной плоскости (за исключением того, что электрический вектор падающей волны перпендикулярен отражающей плоскости, поэтому коэффициенты отражения рассчитываются по формулам для другой поляризации [1]). Так как “высоты” расположения антенн передатчика и приемника относительно пола и потолка сильно различаются ($h_{\text{пол}} = 0.8$ м, $h_{\text{потолок}} = 4.0$ м), области расстояний на графике $V_{\text{СШП}}^2(r)$, в которых наблюдаются экстремумы, соответствующие интерференции прямой и одной из отраженных волн, находятся далеко друг от друга на шкале расстояний. Интерференционные экстремумы, соответствующие отражению от пола, наблюдаются в области $r = 10 \dots 50$ м, а отражению от потолка – в области $r = 100 \dots 1000$ м. Так, максимум на расстоянии около $r = 35$ м соответствует разности хода $\Delta r = \lambda/2$ прямой волны и волны, отраженной от пола ($h = 0.8$ м), а минимум на расстоянии около $r = 550$ м – разности хода $\Delta r = \lambda$ прямой волны и волны, отраженной от потолка ($h = 4.0$ м). Однако при $r \rightarrow \infty$ графики $V_{\text{СШП}}(r)$ все равно сходятся к горизонтальной линии $V_{\text{СШП}} = 0$ дБ, а это означает, что в этой области расстояний СШП-

волна затухает с тем же показателем, что и в свободном пространстве.

2.3. Отражение в двух плоскостях

Вычислим теперь суммарный интерференционный множитель с учетом отражений в горизонтальной и вертикальной плоскостях. Поскольку поляризация волны при этих отражениях не меняется, в точке приема прямая волна суммируется с четырьмя отраженными, что дает объединенный график $V_{\text{СШП}}^2(r)$ на рис. 6.

Анализ графика показывает, что на его начальном участке ($1 \text{ м} \leq r \leq 13 \text{ м}$) значение множителя $V_{\text{СШП}}^2$ растет с показателем около 5.5 дБ мощности на 10 дБ расстояния, т.е. $V_{\text{СШП}}^2(r) \sim r^{0.55}$. Этот рост обеспечивает суммарное затухание мощности СШП-сигнала на этом интервале расстояний $P(r) \sim r^{-2} r^{0.55} = r^{-1.45}$, т.е. с показателем $n = 1.45$, что близко к экспериментальным данным. Это является проявлением “многолучевого усиления”, заключающегося в некогерентном суммировании СШП-волн, приходящих в точку приема с разных направлений, и в заметном увеличении мощности сигнала на входе приемника в много-

лучевой среде по отношению к свободному пространству [9].

Главное отличие кривой на рис. 6 от кривых на рис. 4 и 5 то, что на больших расстояниях ($r \rightarrow \infty$) график выходит на асимптоту $V_{\text{СШП}}^2(r) = 9$ (9.5 дБ), а не $V_{\text{СШП}}^2(r) = 1$ (0 дБ). Это связано с тем, что при суммировании прямой волны $s(t)$ и четырех отраженных волн $u(t) = Rs(t) \approx -s(t)$ суммарный сигнал равен $y(t) \approx -3u(t)$, что дает множитель $V_{\text{СШП}}(r) = 3$ (4.8 дБ) по амплитуде и $V_{\text{СШП}}^2(r) = 9$ (9.5 дБ) по мощности. Этот результат еще раз подтверждает, что многолучевая среда позволяет собрать больше энергии в точке приема, чем свободное пространство. Так как при этом $V_{\text{СШП}}(r) = \text{const}$, показатель затухания мощности СШП-волны на больших расстояниях такой же, как в свободном пространстве, т.е. $n = 2$.

Однако нельзя не заметить, что кривая $V_{\text{СШП}}(r)$ на рис. 4–6 выходит на асимптоту $V_{\text{СШП}}(r) = \text{const}$ на расстояниях, которые в рассмотренной задаче не имеют большого смысла, поскольку трудно говорить о помещениях с линейными размерами много больше 100 м. Поэтому практическую ценность имеет только начальная область графиков $V_{\text{СШП}}(r)$, где на относительно малых расстояниях происходит эффективное накопление мощности за счет некогерентного сложения прямой и отраженных волн и наблюдается многолучевое усиление сигнала по отношению к свободному пространству [7, 9].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Для исследования распространения сверхширокополосной волны в помещении предложено обобщение классической двухлучевой модели, учитывающее парный характер основных отражений волны от параллельных поверхностей типа “пол–потолок” и противоположные стены. Показано, что в отличие от свободного пространства в помещении не происходит дополнительного затухания мощности СШП-волны вследствие интерференции, более того, в многолучевой среде помещений в точке приема собирается больше энергии, чем в свободном пространстве, поэтому в случае прямой видимости показатель затухания мощности СШП-волны всегда $n \leq 2$.

Показано, что именно наличие множества отраженных лучей является фактором, обеспечивающим меньшее затухание мощности СШП-волны в помещении. По всей видимости, не так важно, чтобы отражения были парными, как то, что их должно быть много (два и более). По этой же причине параллельность отражающих поверхностей также не является необходимым условием.

Как следует из модели, для узкополосных сигналов в пределе больших расстояний $r \rightarrow \infty$ приведенные рассуждения также должны быть спра-

ведливы. Однако на практически значимых расстояниях, $0 < r < r_{2-4}$ (где r_{2-4} — точка срыва в двухлучевой модели, в окрестности которой показатель затухания меняется с $n = 2$ на $n = 4$), падающая узкополосная волна интерферирует с отраженными волнами, что приводит к значительным (на десятки децибел) колебаниям мощности при движении вдоль шкалы расстояний (“замирания”). Так как показатель затухания мощности фактически является производной функции $\lg P(\lg r)$, значения показателя n также испытывают значительные осцилляции, поэтому для узкополосных сигналов невозможно принять для расчетов фиксированное значение показателя затухания $n \leq 2$.

Для сверхширокополосных сигналов с помощью предложенной модели сделаны следующие общие выводы.

1. По показателю затухания мощности СШП-сигнала среда помещения близка к свободному пространству.
2. Открытая местность и помещения представляют собой среды с очень разными условиями распространения, поэтому прямое сравнение характеристик систем связи в этих средах неоправданно.
3. Предельная дальность действия СШП-систем связи в помещении (в условиях прямой видимости) должна быть выше, чем на открытой местности.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена в рамках государственного задания Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Долуханов М.П. Распространение радиоволн. М.: Связь, 1972.
2. Sato S., Kobayashi T. // 8th IEEE Int. Symp. Spread Spectrum Techniques & Applications Sydney. 30 Aug.–02 Sept. 2004. N.Y.: IEEE, 2004. P. 488.
3. Maw M.M., Rankhamrat B., Promwong S. // Proc. Reg. Conf. Comp. & Inf. Eng. (RCCIE-2013). Bangkok, Aug. 22–23, 2013. P. 87.
4. Андреев Ю.В., Петросян М.М. // РЭ. 2023. Т. 68. № 11. С. 1056.
5. Molisch A.F., Balakrishnan K., Cassioli D. et al. IEEE 802.15.4a Channel Modeling Sub-committee Report Final. IEEE 802.15-04-0662-02-004a. 2005. P. 3681.
6. Molisch A.F. Wireless Communications. Chichester: John Wiley & Sons, Ltd., 2010.
7. Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Лазарев В.А., Рыжов А.И. // Успехи совр. радиоэлектроники. 2013. № 3. С. 55.
8. Рытов С.М. Введение в статистическую радиофизику. Ч. 1. Случайные процессы. М.: Наука, 1966.
9. Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Клецов А.В. // РЭ. 2007. Т. 52. № 7. С. 838.

О ПРОБЛЕМАХ МОНИТОРИНГА ПОЛЕЙ ВЛАЖНОСТИ АТМОСФЕРЫ МЕТОДАМИ СПУТНИКОВОЙ СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНОЙ РАДИОМЕТРИИ ПРИ ИЗУЧЕНИИ ЦИКЛОГЕНЕЗА В ТРОПИЧЕСКОЙ АТЛАНТИКЕ

© 2023 г. А. Г. Гранков^а, *, Е. П. Новичихин^а, Н. К. Шелобанова^а

^а Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
пл. Введенского, 1, Фрязино Московской обл., 141190 Российская Федерация

*E-mail: agrankov@inbox.ru

Поступила в редакцию 06.12.2022 г.

После доработки 21.01.2023 г.

Принята к публикации 25.01.2023 г.

Рассмотрены некоторые проблемы СВЧ-радиометрических методов мониторинга полей общего влагосодержания атмосферы со спутников в районах формирования ураганов в тропических областях Атлантики. Анализируются возможности использования для этих задач полярно-орбитальных спутников (DMSP, EOS Aqua, GCOM-W1), особенностью которых является наличие пробелов в спутниковых данных (слепых зон), образующихся в результате расхождения полос сканирования в нижних широтах. Показано на ряде примеров, что совместное использование различных спутников позволяет снизить влияние данного эффекта и получить отчетливую картину эволюций полей влажности атмосферы в тропической Атлантике и их связи с эволюциями тропических волн, инициирующих зарождение ураганов.

DOI: 10.31857/S0033849423110049, EDN: INJZEM

ВВЕДЕНИЕ

Хорошо известно, что частота съемки поверхности океана и атмосферы со спутников должна соответствовать скорости изменения наблюдаемых процессов. Это техническое условие является важным для использования орбитальных спутниковых средств при изучении процессов с синоптическим временем существования, к которым относятся тропические ураганы (ТУ). Здесь значительные изменения параметров атмосферы и океана системы могут происходить каждые 6–12 ч, в то время как временное разрешение спутниковых данных составляет в лучшем случае 12 ч (с учетом восходящих и нисходящих проходов).

Дополнительным фактором, влияющим на качество мониторинга процессов зарождения и развития ТУ, является наличие слепых зон, образующихся в результате расхождения полос сканирования спутниковых радиометров в низких (экваториальных) широтах.

Наличие пространственных пробелов и временных пропусков может привести к искажениям картины циклогенеза, эффективным способом борьбы с которыми, как известно, может служить использование данных измерений с нескольких спутников. При этом может быть достигнута достаточно высо-

кая точность восстановления глобальных полей яркостной температуры и параметров поверхности океана и атмосферы с помощью специальных алгоритмов пространственно-временной интерполяции данных измерений, учитывающих различия в пространственном разрешении радиометров и траекторных характеристиках спутников [1, 2].

В более локальных масштабах данная проблема рассматривалась в [3], где анализировались возможности комплексирования СВЧ-радиометров спутников DMSP, EOS Aqua, GCOM-W1 для повышения полноты пространственного и регулярности временного обзора полей общего влагосодержания атмосферы (ОВА) в Мексиканском заливе в связи с задачей диагностики процессов зарождения местных ураганов. В данной работе область наших интересов в рамках этой задачи расширена до экваторий тропической Атлантики, характеризующихся интенсивным переносом водяного пара от западного побережья Африки к Карибскому бассейну и Мексиканскому заливу. В центре внимания следующие вопросы:

— насколько тесно временная и пространственная динамика полей ОВА связана с эволюциями тропических волн, инициирующих зарождение ураганов,

— насколько слепые зоны спутниковых радиометров мешают изучению таких связей,

— каковы простые способы устранения негативного влияния этого эффекта.

В качестве исходных данных используются ежесуточные данные спутниковых архивов National Snow & Ice Data Center (NSIDC), Remote Sensing Systems (RSS) и Japan Aerospace Exploration Agency (JAXA) об общем содержании водяного пара в атмосфере над Мировым океаном с пространственным разрешением $0.25^\circ \times 0.25^\circ$. Архивы основаны на данных долговременных измерений радиометров SSM/I (Scanning Sensor Microwave Imager) [4] и SSMIS (Special Sensor Microwave Imager Sounder) [5] метеорологических спутников DMSP и радиометров AMSR-E и AMSR2 (Advanced Microwave Scanning Radiometer) океанографических спутников EOS Aqua и GCOM-W1 [6]. Данные устройства представляют собой сканирующие многоканальные системы, измеряющие интенсивность собственного СВЧ-излучения поверхности океана и атмосферы на горизонтальной и вертикальной поляризациях в миллиметровом и сантиметровом диапазонах длин волн в полосе обзора 1400...1600 км.

Цель работы — рассмотреть возможности использования перечисленных спутниковых СВЧ-радиометрических систем для получения наиболее полного представления о пространственно-временной изменчивости полей ОВА в тропической Атлантике и по возможности ответить на поставленные вопросы на примерах историй формирования TY Bret (1999), Frances (2004), Irma (2017).

1. ТРОПИЧЕСКИЙ УРАГАН BRET

Ураган Bret сформировался первоначально в виде тропической депрессии у берегов полуострова Юкатан в Мексиканском заливе 18 августа 1999 г. в точке 19.5° с.ш., 94.4° з.д. и набрал полную силу (скорость ветра 230 км/ч) в районе залива 26.2° с.ш., 96.1° з.д. 22 августа возле южного побережья США (штат Техас) [7]. Период его активности совпал со временем функционирования спутников F11, F13 и F14, проводивших мониторинг поверхности Земли в рамках программы США Defense Meteorological Satellite Program (DMSP).

Тропический ураган Bret примечателен тем, что он является самым мощным ураганом из числа зародившихся в Мексиканском заливе за всю историю наблюдений.

Проведен анализ пространственно-временной изменчивости полей ОВА (Q) на основе данных измерений радиометров SSM/I спутников F11, F13, F14 (архив RSS) в области $20^\circ \dots 30^\circ$ с.ш., $70^\circ \dots 30^\circ$ з.д. Атлантики в период 13–16 августа 1999 г., предшествующий зарождению TY Bret.

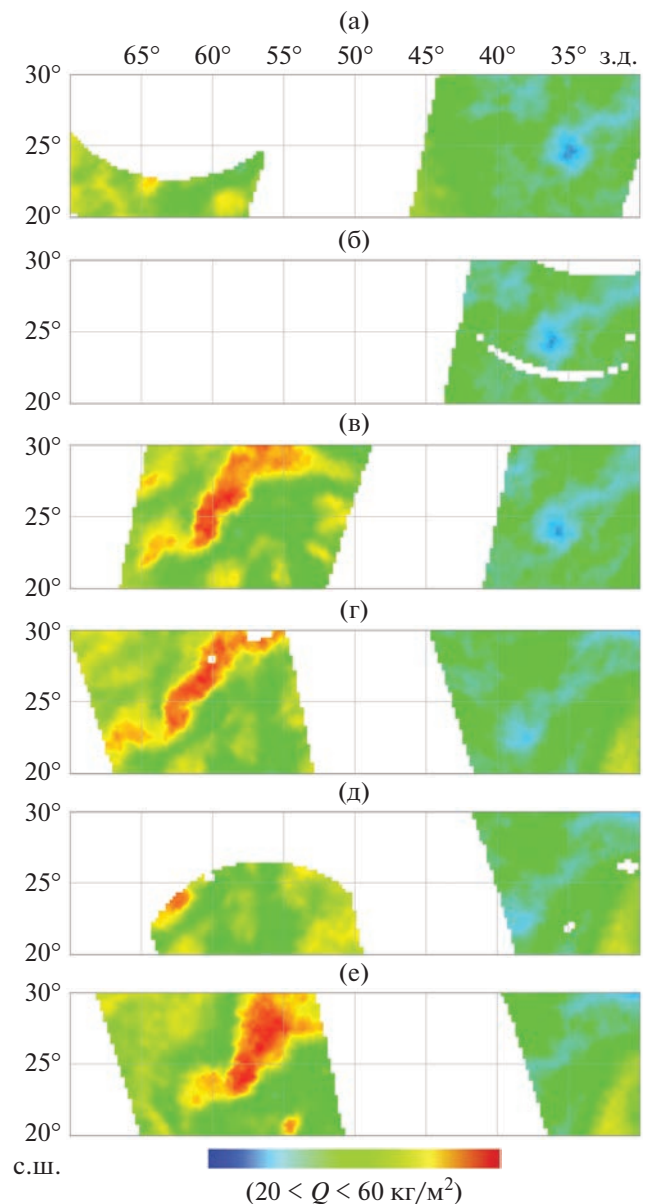


Рис. 1. Изображения поля ОВА в выбранной области тропической Атлантики 16 августа 1999 г. (от 0 до 24 ч) по данным измерений радиометров SSM/I спутников F11, F13, F14 на восходящих (А) и нисходящих (D) орбитах (время — солнечное (местное)): (а) 6.0 ч (F13 D); (б) 7.6 ч (F11 D); (в) 8.8 ч (F14 D); (г) 18.0 ч (F13 A); (д) 19.6 ч (F11 A); (е) 20.8 ч (F14 A).

Отмечается сильное влияние слепых зон на полноту воспроизведения общего влагосодержания атмосферы; для иллюстрации на рис. 1 приведены изображения поля ОВА в данной области океана для всей совокупности ее пересечений на восходящих и нисходящих орбитах спутников 16 августа в течение суток (от 0 до 24 ч).

Приведенный пример показывает, что слепые зоны на изображениях ОВА, обусловленные расхождением полос сканирования радиометров F11,

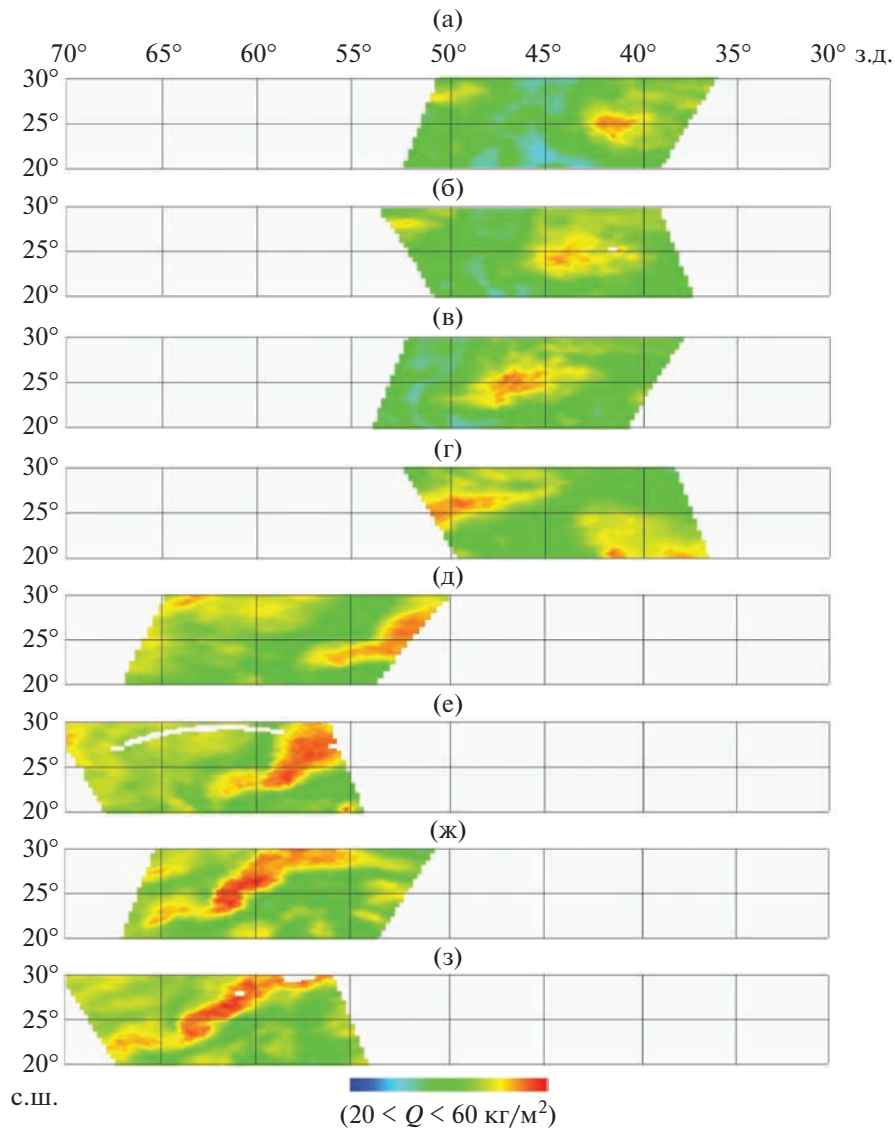


Рис. 2. Эволюция полей ОВА в выбранной области тропической Атлантики в период 13–16 августа 1999 г. согласно измерениям с радиометров SSM/I спутников F11, F13, F14 на восходящих (A) и нисходящих (D) орбитах: а – 13.09, 8.8 ч (F14 D); б – 13.09, 19.6 ч (F11 A); в – 14.09, 6.0 ч (F13 D); г – 14.09, 18.0 ч (F13 A); д – 15.09, 8.8 ч (F14 D); е – 15.09, 19.6 ч (F11 A); ж – 16.09, 8.8 ч (F14 D); з – 16.09, 18.0 ч (F13 A).

F13, F14, наблюдаются над значительной частью тропической Атлантики (в отдельных случаях пропуски в изображениях усугубляются техническими пропусками измерений – см. рис. 1а, 1б, 1д). Для того чтобы сформировать достоверную картину пространственной и временной изменчивости ОВА в этой области в период, предшествующий зарождению ТУ Bret, следует использовать лишь отдельные фрагменты локальных (суточных) спутниковых измерений (изображений), отбрасывая пустые и сохраняя лишь те, которые “видят” зоны с высокими значениями Q (до 60 кг/м^2) и могут совпадать по динамике движения с тропическими волнами. При этом полезными могут оказаться общеизвестные сведения о форме, размерах тропических волн и

типичных траекториях их перемещения в тропической Атлантике [8].

С помощью такого подхода получены оценки эволюции полей ОВА в исследуемой области Атлантики в период, предшествующий формированию ТУ Bret.

Рисунок 2 представляет собой конечный результат отбора наиболее цельных изображений ОВА из всего набора, полученных на восходящих и нисходящих орбитах спутников F11, F13, F14 в период с 13 по 16 августа (24 изображения). Приведенная иллюстрация указывает на существование области в тропической Атлантике с высоким содержанием водяного пара в атмосфере (до 60 кг/м^2), движущейся в направлении Мексиканского залива

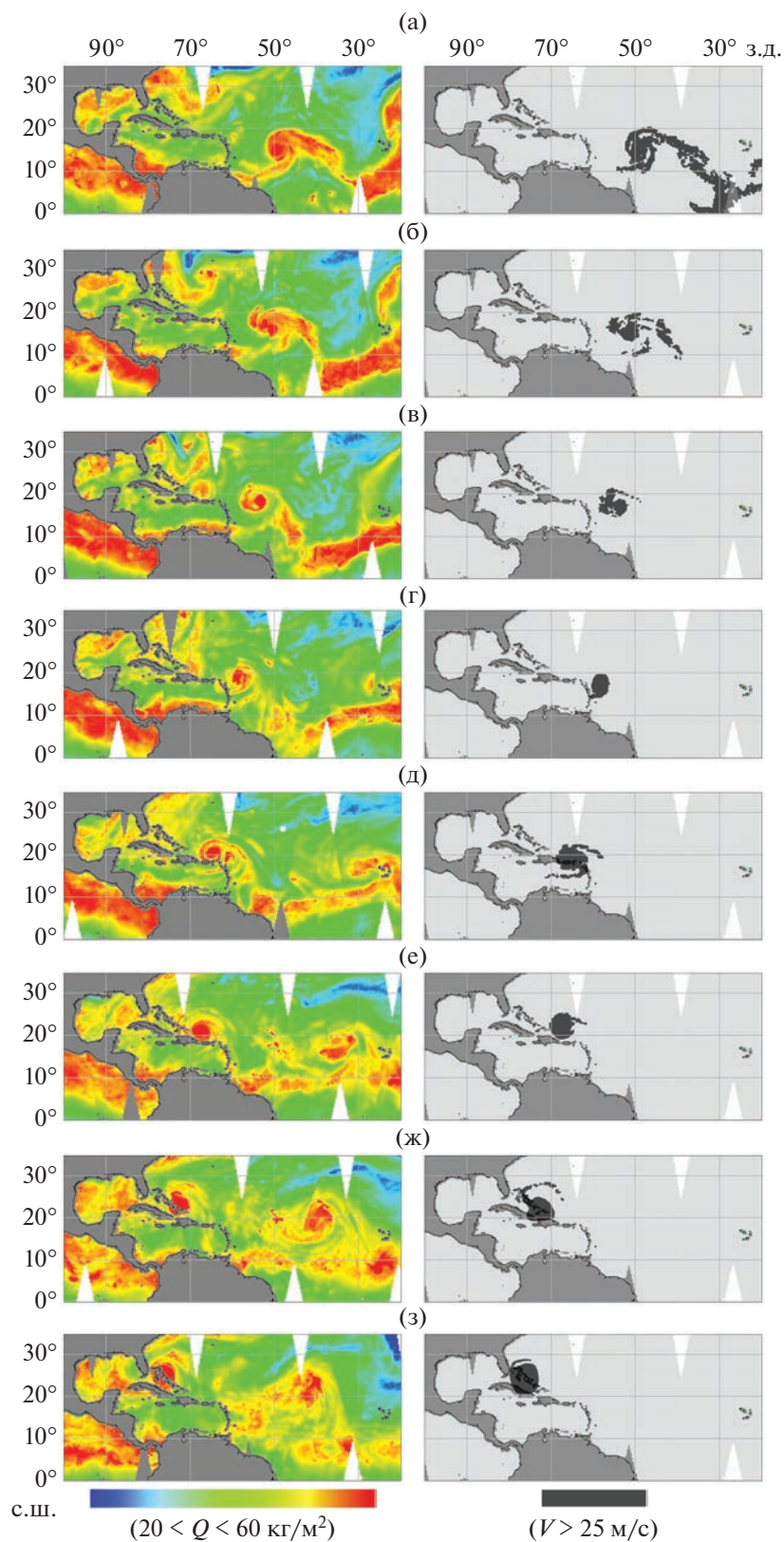


Рис. 3. Эволюции полей ОВА Q (слева) и скорости приводного ветра V (справа) в период развития ТУ Frances с 27 августа по 3 сентября: 27.08 (а), 28.08 (б), 29.08 (в), 30.08 (г), 31.08 (д), 01.09 (е), 02.09 (ж), 03.09 (з); белые клинообразные области — слепые зоны радиометра AMSR-E.

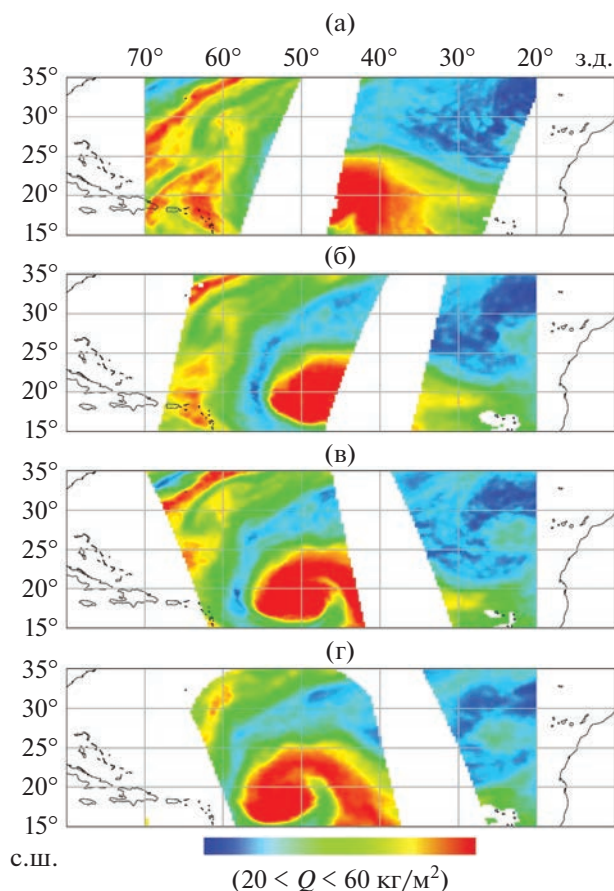


Рис. 4. Изображения поля ОВА в тропической Атлантике 2 сентября 2017 г. по данным измерений радиометра SSM/I спутника F17 и радиометра AMSR2 спутника GCOM-W1 на восходящих (A) и нисходящих (D) орбитах: а – 1.6 ч (GCOM D); б – 6.3 ч (F17 D); в – 13.6 ч (GCOM A); г – 18.3 ч (F17 A).

в период времени, который согласно [7] соответствует тропической волне, распространяющейся по той же траектории, что и данная область.

2. ТРОПИЧЕСКИЙ УРАГАН FRANCES

Тропическое образование Frances сформировалось под воздействием мощной тропической волны, начавшей свое движение от западного побережья Африки 21 августа 2004 г. по направлению к Багамским островам, достигнув стадии урагана 26 августа в районе 13.3° с.ш., 45.8° з.д. Атлантики и набрав полную силу 2 сентября у берегов Гаити (скорость ветра 230 км/ч) [9].

Формирование TY Frances можно проследить с помощью спутников DMSP F13, F14, F15 и спутника EOS Aqua. Для анализа динамики процессов на поверхности океана и в атмосфере в области зарождения и развития урагана мы ограничились данными измерений радиометра AMSR-E спутника EOS Aqua из архива NSIDC, на основе которых получены оценки пространственно-вре-

менной изменчивости различных параметров атмосферы в области 0°...35° с.ш., 100°...20° з.д. Атлантики в период развития TY Frances.

Выявлена область (рис. 3), характеризующаяся высокими значениями общего влагосодержания атмосферы Q (до 60 кг/м³) и высокой скоростью приводного ветра V (более 25 м/с), перемещающаяся от западного побережья Африки к полуострову Флорида в период 27 августа–3 сентября 2004 г. Для уточнения нижней границы изменения величины V на выделенных на рис. 3 ветровых структурах нами использованы дополнительно данные о полях скорости приводного ветра в области формирования TY Frances (как и в рассмотренном далее примере с ураганом Irma), полученные с помощью геопортала спутникового радиотепловидения (<https://fireras.su/tpw/Fields.aspx>) [1].

Следует отметить, что траектория перемещения данной области хорошо соответствуют приведенной в [9] траектории распространения (Best Track Position) TY Frances, иллюстрирующей динамику появления и перемещения зон наиболее низкого атмосферного давления и наиболее высокой скорости ветра, контролируемых наземными метеорологическими средствами.

3. ТРОПИЧЕСКИЙ УРАГАН IRMA

Тропический ураган Irma возник под воздействием тропической волны, начавшей свое движение от западного побережья Африки 27 августа 2017 г., и первоначально сформировался в виде тропической депрессии 30 августа 2017 г. в точке 16.1° с.ш., 26.9° з.д. Атлантики, достигнув стадии урагана 31 августа в точке 16.4° с.ш., 32.5° з.д. и набрав полную силу 5 сентября у берегов Гаити (скорость ветра 285 км/ч) [10].

Период зарождения и развития TY Irma совпал со временем функционирования спутников DMSP F15, F16, F17, F18, а также спутника GCOM-W1, запущенного в мае 2012 г. в соответствии с космической миссией Global Change Observation Mission – Water 1.

Проведен анализ слепых зон в данных измерений атмосферных параметров радиометром SSMIS спутника F17 (архив RSS) и радиометром AMSR2 спутника GCOM-W1 (архив) JAXA в области 0°...35° с.ш., 80°...10° з.д. Атлантики в период развития TY Irma. В данном случае слепые зоны наблюдаются в значительной части акваторий тропической Атлантики; в качестве примера на рис. 4 приведены изображения поля общего содержания водяного пара в атмосфере в данной области для всей совокупности ее пересечений на восходящих и нисходящих орбитах спутников 2 сентября 2017 г.

Для получения общей картины эволюции общего содержания водяного пара и других пара-

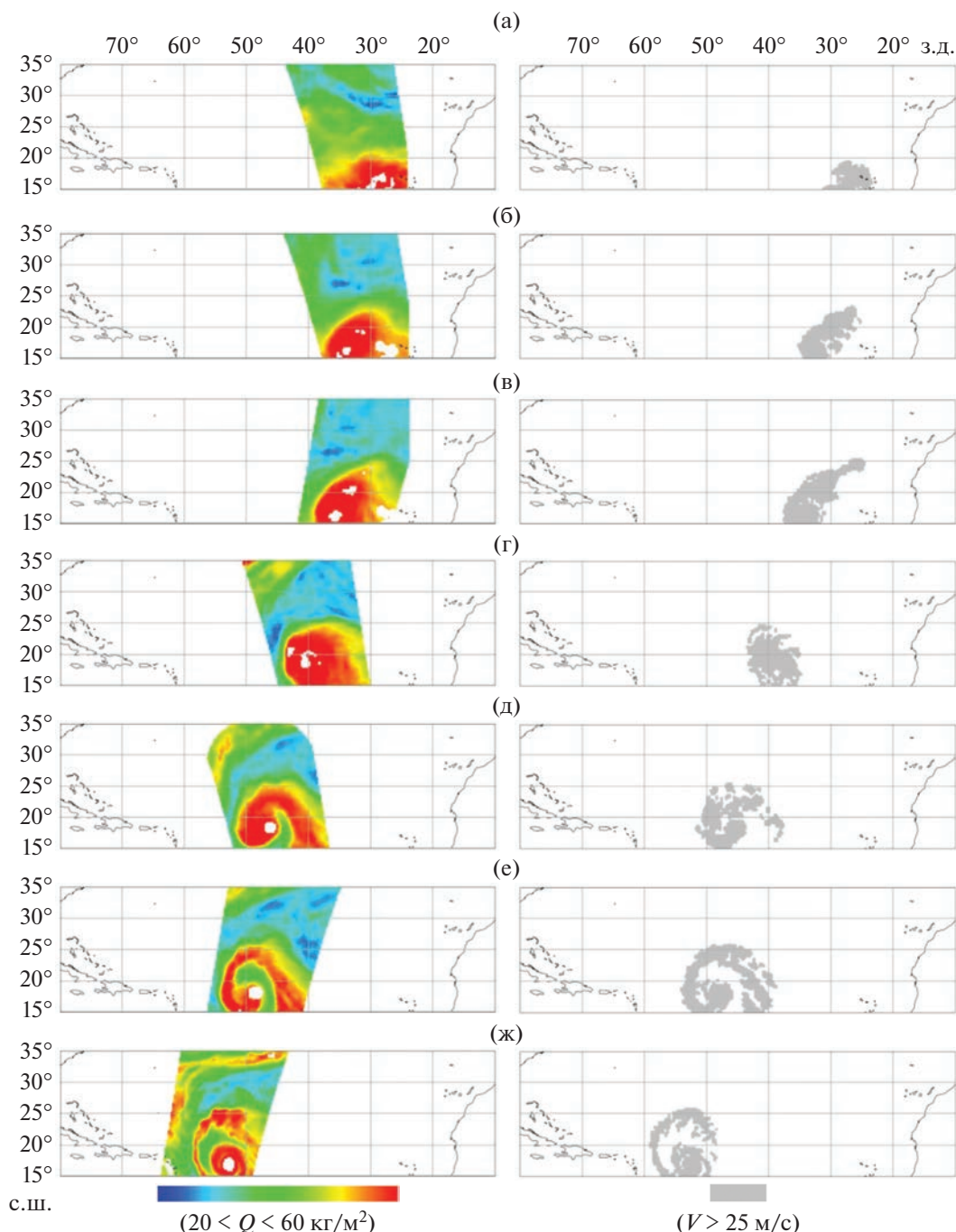


Рис. 5. Эволюции полей ОВА Q (слева) и скорости приводного ветра V (справа) в период развития ТУ Irma (с 29 августа по 4 сентября) по данным измерений радиометра SSMIS спутника F17 и радиометра AMSR2 спутника GCOM-W1 на восходящих (А) и нисходящих (D) витках: 29.08 F17 А (а), 30.08 F17 А (б), 31.08 F17 D (в), 01.09 GCOM А (г), 02.09 F17 А (д), 03.09 F17 D (е), 04.09 GCOM D (ж).

метров атмосферы в период зарождения и развития ТУ Irma проведена селекция всех изображений, полученных спутниками F17 и GCOM-W1 на восходящих и нисходящих витках в этот период. Композиция из их наиболее цельных фрагментов, составленная с учетом общих сведений о циклогенезе урагана Irma [10], позволила выделить область, которая характеризуется высокими

значениями ОВА (до 60 кг/м^2) и значительной скоростью приводного ветра ($V > 25 \text{ м/с}$), и перемещается от западного побережья Африки к Большим Антильским островам в период 29 августа—4 сентября 2017 г. (рис. 5).

Рисунок иллюстрирует последовательно следующие стадии развития ТУ Irma: приближение

тропической волны к району циклогенеза 29 августа (рис. 5а); формирование тропической депрессии 30 августа (рис. 5б); зарождение урагана 31 августа (рис. 5в); развитие урагана и его перемещение к Наветренным островам 1–4 сентября (рис. 5в–5ж).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представленные в статье результаты свидетельствуют о том, что эффект расхождения полос сканирования микроволновых радиометров спутников на полярных орбитах в нижних (экваториальных) широтах оказывает существенное влияние на качество воспроизведения полей влажности атмосферы, которые играют значительную роль в процессах циклогенеза в Мексиканском заливе и других акваториях тропической Атлантики.

Этот эффект приводит к потерям (слепым пятнам) на изображениях полей атмосферного водяного пара в области распространения тропических волн от западного побережья Африки до Мексиканского залива, инициирующих возникновение и развитие тропических ураганов.

Отдельные примеры показывают эффективность объединения данных измерений с нескольких спутников одновременно для мониторинга полей ОВА в данной области. Этот способ обеспечивает полезную избыточность, когда некоторые результаты измерений ОВА дублируются, в то время как другие восполняют дефицит данных в слепых зонах.

Рассмотренные примеры свидетельствуют также о том, что спутниковый мониторинг полей влажности атмосферы позволяет обнаруживать тропические волны в периоды, предшествующие стадии зарождения ураганов (за несколько суток для ТУ Bret и Irma), а также следить за их развитием и распространением на последующих стадиях (ТУ Frances и Irma).

Дальнейшим направлением исследований может служить поиск областей Атлантики в разные периоды времени, где спутниковые данные о переносе водяного пара атмосферы тропическими

волнами позволяют “предвидеть” возникновение как ранних, так и зрелых форм ураганов с заблаговременностью до 7–10 сут. Также представляется важной уяснение роли тропических волн как непосредственного фактора процессов циклогенеза, например путем оценивания частоты случаев, когда данный фактор непременно приводит к образованию урагана.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена в соответствии с государственным заданием ИРЭ им. Котельникова РАН.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ермаков Д.М., Раев М.Д., Чернушич А.П., Шарков Е.А. // Исслед. Земли из космоса. 2013. № 4. С. 72.
2. Ермаков Д.М., Шарков Е.А., Чернушич А.П. // Исслед. Земли из космоса. 2016. № 3. С. 37.
3. Гранков А.Г., Мильшин А.А. // РЭ. 2022. Т. 67. № 7. С. 660.
4. Hollinger P.H., Peirce J.L., Poe G.A. // IEEE Trans. 1990. V. GRS-28. № 5. P. 781.
5. Kunkee D., Boucher, D., Poe, G. et al. // IEEE Trans. 2008. V. GRS-46. № 4. P. 863.
6. Kawanishi T., Sezai T., Ito Y. et al. // IEEE Trans. 2003. V. GRS-41. № 7. P. 173.
7. Lawrence M.B., Kimberlain T.B. Tropical Cyclone Report: Hurricane Bret, 18–25 August 1999. Miami: National Hurricane Center. https://www.nhc.noaa.gov/data/tcr/AL022011_Bret.pdf.
8. Хромов С.П., Мамонтова Л.И. Метеорологический словарь. Л.: Гидрометеиздат, 1974.
9. Beven II J.L. Tropical Cyclone Report: Hurricane Frances, 25 August–8 September 2004. Miami: National Hurricane Center. https://www.nhc.noaa.gov/data/tcr/AL062004_Frances.pdf.
10. Cangialosi J.P., Latta A.S., Berg R. Tropical Cyclone Report: Hurricane Irma, 30 August–12 September 2017. Miami: National Hurricane Center 24 September 2021.

ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

УДК 621.372.2

СРАВНЕНИЕ ГЕНЕТИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА И ЭВОЛЮЦИОННЫХ СТРАТЕГИЙ ПРИ ОПТИМИЗАЦИИ ПОЛОСКОВЫХ МОДАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ

© 2023 г. А. О. Белоусов^{а, *}, В. О. Гордеева^а

^а Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,
просп. Ленина, 40, Томск, 634050 Российская Федерация

*E-mail: ant1lafleur@gmail.com

Поступила в редакцию 21.03.2022 г.

После доработки 16.02.2023 г.

Принята к публикации 20.02.2023 г.

Рассмотрены особенности, возникающие в результате оптимизации полосковых модальных фильтров (МФ) посредством генетического алгоритма (ГА) и эволюционных стратегий (ЭС). Выполнена последовательная оптимизация микрополоскового МФ и МФ с лицевой связью по критерию минимизации максимальной амплитуды выходного напряжения. Представлены результаты такой оптимизации с разным числом вычислений, включающие в себя значения оптимизируемых параметров, целевой функции, время, затраченное на вычисление, критерии останова (при оптимизации посредством ЭС) и формы напряжений на выходе исследуемых МФ. Приведен детальный анализ результатов работы двух алгоритмов. Определены достоинства и недостатки, а также различия в работе каждого алгоритма на примере оптимизации двух МФ.

DOI: 10.31857/S0033849423110037, EDN: AUYLSC

ВВЕДЕНИЕ

Радиоэлектронная аппаратура (РЭА) является распространенной и неотъемлемой частью жизни человечества, а ее стабильное функционирование — залогом безопасности и спокойствия. Широкое распространение различной РЭА привело к появлению нового вида угрозы — электромагнитного терроризма (ЭМТ). Идея ЭМТ заключается в разрушении или дестабилизации микропроцессорных или радиоэлектронных средств [1, 2]. В качестве средства ЭМТ могут использоваться преднамеренные электромагнитные импульсы, частным случаем которых являются сверхкороткие импульсы (СКИ), способные вывести РЭА из строя. СКИ могут подаваться и проникать в РЭА различными способами [3]. Они представляют собой импульс (или пачку импульсов) большой амплитуды и малой длительности.

Для защиты РЭА от СКИ предложена технология модальной фильтрации, принцип действия которой заключается в разложении СКИ на последовательность импульсов меньшей амплитуды [4]. Устройства, работающие с использованием данной технологии, называют модальными фильтрами (МФ). Для улучшения защитных характеристик МФ целесообразно обеспечить при их разработке требуемое значение разностей задержек мод и выравнивание амплитуд импульсов

разложения на выходе МФ. В решении данных задач важное место занимает электромагнитная связь между проводниками МФ, которая регулируется непосредственно геометрическими параметрами структуры.

Для улучшения защитных характеристик МФ целесообразна параметрическая и/или структурная оптимизация. Первая подразумевает изменение значений геометрических параметров поперечного сечения конкретного МФ (ширины проводников, расстояния между ними, толщины проводников и диэлектриков и др.), а вторая — добавление дополнительных элементов в структуру МФ (добавление проводников, дополнительных диэлектрических слоев, вырезов и др.). В то время как структурная оптимизация часто выполняется эмпирическим путем (с использованием опыта практического моделирования и оптимизации), параметрическая оптимизация осуществима различными способами: от использования эвристического поиска (ручной перебор параметров) до методов глобальной оптимизации (эволюционные алгоритмы, детерминированные и стохастические методы оптимизации и др.).

Задачи оптимизации имеют большое разнообразие их классов. От класса задачи зависит подбор метода для эффективного ее решения. Классификацию задач определяют целевая функция (ЦФ) и до-

пустимая область (задается системой неравенств и равенств или более сложным алгоритмом) [5]. В соответствии с задачами, методы оптимизации классифицируют на локальные и глобальные. Первые сходятся к какому-либо локальному экстремуму ЦФ. В случае ЦФ с единственным экстремумом, он и будет глобальным максимумом/минимумом. Вторые имеют дело с многоэкстремальными ЦФ. При глобальном поиске основной задачей является выявление тенденций глобального поведения ЦФ. Для этого успешно используют эволюционные алгоритмы, работающие по принципу естественного отбора из теории Дарвина. Зачастую необходимо оптимизировать целый ряд параметров сложной структуры, от которых будет зависеть конечный результат. Эволюционные алгоритмы, в частности генетические алгоритмы (ГА) и эволюционные стратегии (ЭС), прекрасно справляются с оптимизацией по нескольким параметрам одновременно.

Несмотря на большое количество научных работ, в которых ГА и ЭС применяются в задачах оптимизации полосковых МФ [6–9], открытыми вопросами остаются принципиальное различие работы алгоритмов, их особенности, применительно к конкретному защитному устройству, а также целесообразность выбора алгоритма при оптимизации новых МФ. Между тем ГА и ЭС имеют свои особенности при оптимизации тех или иных МФ. Их знание позволит обозначить сильные стороны и возможные ограничения каждого алгоритма по отношению к оптимизации МФ различного геометрического исполнения. Поэтому важно выявить эти особенности для учета в дальнейшем. Также важным аспектом является подтверждение достоверности полученных результатов (в системе квазистатистического моделирования) посредством электродинамического анализа МФ с оптимальными параметрами.

Цель данной работы – выполнить такое исследование. Для этого предполагается детальное исследование работы двух алгоритмов (ГА и ЭС) при оптимизации, по амплитудному критерию (минимизация максимальной амплитуды выходного напряжения $U_{\max}$), двух МФ: трехпроводного микрополоскового и двухпроводного (не считая опорного проводника) с лицевой связью.

1. ГЕНЕТИЧЕСКИЙ АЛГОРИТМ И ЭВОЛЮЦИОННЫЕ СТРАТЕГИИ

Как известно, ГА относятся к эвристическим алгоритмам и изначально связаны с теорией эволюции и естественного отбора. В них сочетаются детерминированные и стохастические подходы, благодаря чему ГА успешно применяются в комбинациях с аналитическими методами либо другими алгоритмами поиска и оптимизации [10–12]. ГА предназначен для поиска экстремума слож-

ных функций, сложность которых определяется количеством переменных, а также наличием множества локальных экстремумов. С использованием ЦФ, задаваемой пользователем, ГА отбирает наиболее приспособленные особи в отдельных поколениях [13]. Так, ГА воплощает представления о дарвинской эволюции на основе генерации, тестирования и отбора наиболее жизнеспособных особей [14]. Основными понятиями при оптимизации с помощью ГА являются: особь (или набор хромосом – каждое возможное решение задачи оптимизации), поколение (набор особей в популяции), скрещивание (также известный как кроссинговер или кроссовер – генетический оператор при котором две хромосомы обмениваются своими частями), мутация (генетический оператор, при котором происходит случайное изменение одной или нескольких позиций в хромосоме, например, 1010011 изменяется на 1000011). Основные этапы работы ГА можно описать с использованием следующих шагов: генерация начальной популяции из n хромосом; вычисление пригодности для каждой хромосомы; выбор пары хромосом-родителей; проведение скрещивания двух родителей с вероятностью p_c с производством двух потомков; проведение мутации потомков с вероятностью p_m ; повторение шагов с выбором хромосом-родителей, их скрещиванием и мутацией полученных потомков, пока не будет сгенерировано новое поколение популяции, содержащее n хромосом; вычисление пригодности для каждой полученной хромосомы до достижения критерия окончания процесса: максимального числа вычислений или сходимости к одному значению ЦФ.

Еще одним популярным эвристическим методом являются эволюционные стратегии. Метод основан на адаптации и эволюции и схож с ГА, но их основное отличие заключается в порядке применения операторов мутации и скрещивания. В ЭС каждая особь характеризуется функцией пригодности, которая зависит от ЦФ оптимизационной задачи, строкой-хромосомой, включающей в себя вектор некоторого решения оптимизационной задачи, среднееквадратическим отклонением (шаг мутации), от которого зависит величина мутации и углом ротации, который является необходимым параметром для реализации коррелируемой мутации, позволяющей учитывать ландшафт ЦФ. В процессе работы ЭС происходит адаптация значений шага мутации и угла ротации [15]. Алгоритм ЭС состоит в следующем [16]: инициализация; скрещивание; мутация; расчет потомков с использованием функции пригодности; селекция и проверка условия останова ЭС. В качестве входных параметров (начальных решений) для алгоритма используется список, состоящий из начальных точек отсчета для каждого оптимизируемого параметра, и начальный размер шага, который адаптируется и изменяется в процессе оптимизации.

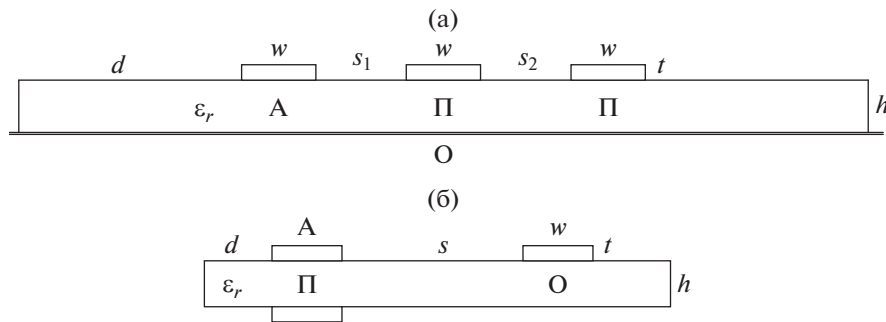


Рис. 1. Поперечные сечения трехпроводного микрополоскового МФ (а) и двухпроводного МФ с лицевой связью (б): w — ширина проводников, s_i — зазоры между ними, t — толщина проводников, h — толщина подложки, d — расстояние от проводников до края структуры, ϵ_r — относительная диэлектрическая проницаемость подложки.

Критериями останова ЭС могут быть: максимальное число вычислений, которое определяется как $10^3 N^2$, где N — размер пространства поиска; число поколений без изменения лучшего значения ЦФ; малая разница между лучшим и средним значением ЦФ; малое изменение шага мутации и др.

Оптимизация может выполняться по различным критериям. Для получения требуемых характеристик многопроводных МФ актуальны следующие критерии.

1. *Минимизация максимальной амплитуды выходного напряжения.* Данный критерий наиболее важен, поскольку именно амплитуда напряжения на выходе МФ определяет его основную характеристику: ослабление. Тем не менее, в зависимости от выбранного воздействия, оптимизация многопроводных МФ лишь по данному критерию может давать различные результаты.

2. *Выравнивание разностей задержек импульсов разложения.* Данный критерий важен для увеличения максимальной длительности исходного импульса, который будет полностью разлагаться, и предотвращения наложения импульсов, увеличивающего $U_{\max}$ на выходе МФ.

3. *Максимизация разности максимальной и минимальной задержек импульсов.* Данный критерий важен для дополнительного увеличения максимальной длительности воздействующего импульса. Критерий призван устремлять задержку первого импульса к минимально возможной, т.е. определяемой скоростью света в вакууме, а задержку последнего — к максимально возможной, т.е. определяемой скоростью света в диэлектрике с максимальным значением относительной диэлектрической проницаемости.

Кроме этого оптимизация МФ может выполняться по критерию согласования, массогабаритному, а также стоимостному критериям, в том числе с использованием общей многокритериальной ЦФ из [8]. Тем не менее для предварительного сравнения двух МФ применяется однокритериальная

ЦФ, где используется основной критерий: минимизация максимальной амплитуды выходного напряжения МФ

$$U_{\max} \rightarrow \min. \quad (1)$$

Каждый МФ оптимизировался при различном числе вычислений по 10 раз. Для каждого запуска определялись наилучшие комбинации параметров, значение ЦФ, а также время, затраченное на расчеты. При оптимизации с помощью ГА использовалась библиотека GA_LIB из системы TALGAT, включающая в себя простой ГА. При оптимизации с помощью ЭС применялась открытая библиотека barectmaes2 с алгоритмом на языке Python [18].

2. ПОПЕРЕЧНЫЕ СЕЧЕНИЯ И ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ ИССЛЕДУЕМЫХ МОДАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ

Для сравнительного анализа результатов работы ГА и ЭС выбраны наиболее распространенные полосковые МФ: трехпроводный микрополосковый МФ и двухпроводный МФ с лицевой связью. Поперечные сечения данных МФ представлены на рис. 1. Эквивалентные схемы данных МФ представлены на рис. 2. При оптимизации трехпроводного микрополоскового МФ фиксированы параметры $w = 1000$ мкм и $d = 3w$, а оптимизируются h , t , s_1 и s_2 . При оптимизации двухпроводного МФ с лицевой связью фиксированы $w = 2000$ мкм, $d = w$, а оптимизируются h , t и s .

Моделирование и оптимизация выполнены в системе квазистатического моделирования TALGAT [17] при допущении распространения только T -волн. Для этого сначала строились геометрические модели поперечных сечений исследуемых МФ, вычислялись матрицы погонных коэффициентов электростатической $\mathbf{C}$ и электромагнитной $\mathbf{L}$ индукций. При учете потерь вычислялись матрицы погонных сопротивлений $\mathbf{R}$ (потери в проводниках) и погонных проводимостей $\mathbf{G}$ (по-

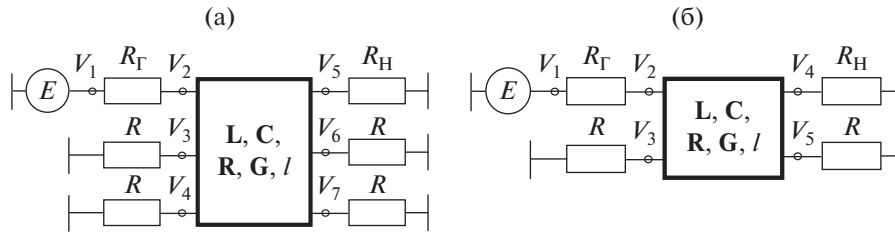


Рис. 2. Эквивалентные схемы трехпроводного микрополоскового МФ (а) и двухпроводного МФ с лицевой связью (б).

тери в диэлектрике). Воздействующим сигналом принят трапецевидный СКИ с амплитудой ЭДС $E = 1$ В, длительностью плоской вершины $t_d = 50$ пс и временем нарастания и спада $t_r = t_f = 50$ пс (так что общая длительность СКИ составляет $t_\Sigma = 150$ пс). Длины обоих МФ приняты равными 60 см, а нагрузки на концах проводников R взяты по 50 Ом.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Опыт практического моделирования и оптимизации двухпроводного МФ с лицевой связью (посредством классических ЭС по критерию минимизации максимальной амплитуды выходного напряжения) показывает, что значение параметра t стремится к 0 и далее в отрицательную область, что делает полученные результаты нефизичными, особенно с учетом сегментации МФ, равной $t/3$. Поэтому при оптимизации двухпроводного МФ с лицевой связью использован алгоритм модифицированных ЭС, позволяющих выставлять диапазоны оптимизируемых параметров [19].

В табл. 1 приведены результаты оптимизации трехпроводного микрополоскового МФ посредством ЭС: время, затраченное на вычисление, значения $U_{\max}$, наилучшие значения оптимизируемых параметров, а также отклонение Δ для всех параметров. Кроме того, при оптимизации посредством ЭС также указывается один из критериев останова (КО): I – достигнут максимум вычислений, P – достигнута сходимость значений оптимизируемых параметров, Q – достигнута сходимость ЦФ. Начальные решения в данном случае приняты равными $h = 500$ мкм, $t = 30$ мкм, $s_1 = 200$ мкм, $s_2 = 200$ мкм, а шаг $\sigma = 10$ мкм.

В табл. 2 приведены результаты оптимизации трехпроводного микрополоскового МФ посредством ГА. Параметры ГА задавались следующими: коэффициент мутации 0.1, коэффициент кроссовера 0.5, число бит для кодирования каждого параметра 10. Диапазоны оптимизируемых параметров в данном случае приняты 200...700 мкм для h , 10...50 мкм для t , 10...100 мкм для s_1 , 10...600 мкм для s_2 .

В табл. 3 приведены результаты оптимизации двухпроводного МФ с лицевой связью посредством ЭС. Основные параметры ЭС (из открытой библиотеки bagetsaes2) соответствуют параметрам ГА. Начальные решения в данном случае приняты равными $h = 500$ мкм, $t = 100$ мкм, $s = 1000$ мкм, шаг $\sigma = 10$ мкм, а диапазоны оптимизируемых параметров – 100...1000 мкм для h , 30...175 мкм для t , 200...2000 мкм для s .

В табл. 4 приведены результаты оптимизации двухпроводного МФ с лицевой связью посредством ГА. Диапазоны оптимизируемых параметров приняты такими же, как при оптимизации посредством ЭС.

Формы напряжений на выходе исследуемых МФ для наилучшего результата оптимизации при разном количестве вычислений представлены на рис. 3. Формы напряжений на выходе исследуемых МФ, полученные в системах квазистатического и электродинамического анализа, представлены на рис. 4.

Из табл. 1–4 видно, что в результате оптимизации, минимальные значения $U_{\max}$ составляют 33.3 мВ (при работе ЭС) и 47 мВ (при работе ГА) для трехпроводного микрополоскового МФ, а также 88.5 мВ (при работе ЭС) и 86.2 мВ (при работе ГА) для двухпроводного МФ с лицевой связью. Несмотря на то, что наименьшее значение $U_{\max}$ при оптимизации трехпроводного микрополоскового МФ получено при помощи ЭС, в обоих случаях выравнивание амплитуд выходных напряжений не наблюдается.

Результаты моделирования трехпроводного микрополоскового МФ в системах квазистатического и электродинамического анализа показывают хорошую сходимость по задержкам и приемлемую сходимость по напряжению. Максимальное отклонение по амплитудам импульсов разложения составляет 48% для рис. 4а (импульс 2) и 26% для рис. 4б (импульс 2). Расхождения вызваны, в первую очередь, малым значением параметров t и s_1 (4.3 и 3.8 мкм в результате оптимизации посредством ЭС и 20.1 и 10 мкм для ГА), величиной их дискретизации при моделировании в системе электродинамического анализа (особенно наблюдается на рис. 4а), а также разным учетом

Таблица 1. Результаты оптимизации трехпроводного МФ с торцевой связью посредством ЭС и расчет отклонения Δ

N	h , мкм	t , мкм	s_1 , мкм	s_2 , мкм	$U_{\max}$, мВ	Время, с	КО
$N_{\text{it}} = 500$							
1	426	25.8	8.94	382	69.8	529.3	Q
2	560	10.24	59.67	467	76.3	381	Q
3	389	16.87	5.2	368	54.6	1181	Q
4	333	14.24	3.3	277	44.9	1067	Q
5	551	18.48	30.8	257	72	901.8	Q
Δ , %	25.4	43.2	89.5	29	25.9	51.2	
$N_{\text{it}} = 1000$							
1	517	8	33	315	73.3	734	Q
2	400	13.95	23.76	335	68.4	712	Q
3	470	27.57	5	364	66.2	557	Q
4	404	21.42	2.76	385	57.3	1395	Q
5	507	18.6	4.2	229	64.8	1619	Q
Δ , %	12.8	55	84.6	25.4	12.3	48.8	
$N_{\text{it}} = 2500$							
1	477	14.5	6	247	61.2	736	Q
2	594	12.3	15.76	538	71.7	835	Q
3	455	4.3	3.8	301	33.3	704	Q
4	253	33	18	262	65	588	Q
5	544	22.2	2.5	206	55.8	1417	Q
Δ , %	40.3	76.9	75.6	44.6	36.6	41.4	
$N_{\text{it}} = 5000$							
1	507	14.8	4.9	544	58.6	1132	Q
2	403	13.3	44	317	68.6	789	Q
3	196	23.2	4.8	161	46.3	1105	Q
4	520	36.4	17.5	344	77.1	1105	Q
5	590	14.7	42.5	316	74.8	581	Q
Δ , %	50.1	46.5	80.3	54.3	25	32.2	
$N_{\text{it}}^{\max}$							
1	176	24.9	5.5	167	45.9	2625	Q
2	264	11.3	2.65	444	41	1015	Q
3	489	11.8	2	310	55.7	1048	Q
4	375	14.9	11.3	540	67	584	Q
5	618	24.4	4.2	212	69.7	970	Q
Δ , %	55.7	37.6	69.9	52.8	25.9	63.6	

Примечание. Здесь и в табл. 2–4 введены обозначения: N — число запусков, N_{it} — число вычислений при одном запуске, а $N_{\text{it}}^{\max}$ — число вычислений, выполненных при достижении критерия останова.

частотных зависимостей ϵ_r в системах моделирования. Результаты моделирования двухпроводного МФ с лицевой связью в системах квазистатического и электродинамического анализа показывают хорошую сходимость по задержкам и напряже-

нию. Максимальное отклонение по амплитудам импульсов разложения составляет 14% для рис. 4в (импульс 2) и 34% для рис. 4г (импульс 2). При этом расхождения для импульсов 1 (которыми определяется максимальная амплитуда выходно-

Таблица 2. Результаты оптимизации трехпроводного МФ с торцевой связью с помощью ГА и расчет отклонения Δ

N	h , мкм	t , мкм	s_1 , мкм	s_2 , мкм	$U_{\max}$, мВ	Время, с
5 особей, 10 поколений						
1	235	26.6	18	84	60	182
2	200	125	45.3	144	74.3	181
3	216	30	27	90	59	181
4	241	41.5	12.3	54.4	66	183
5	209	174	132	268	76	183
Δ , %	9.3	73.5	83	66.3	12.6	0.5
10 особей, 10 поколений						
1	310	20.9	31.6	177	70	363
2	222	25.1	86	224	69	362
3	228	39.4	124	289.7	75	362
4	250	33	37.3	109	68.4	361
5	202	18	23.6	103	49.6	363
Δ , %	21.1	37.3	68	47.5	11.9	0.3
10 особей, 100 поколений						
1	203	18	11.1	155	56.5	3761
2	200	23	13.4	41	56	3290
3	203	20.1	10	10	47	3340
4	200	23.7	11.1	12.3	52	3341
5	241	21.6	10	17	55	3343
Δ , %	9.3	13.7	14.5	87.9	9.2	6.7
50 особей, 100 поколений						
1	203	23.7	13.4	29.3	55.5	18122
2	200	18.7	11.1	16.8	50.3	18270
3	200	20.9	10	38.4	53.7	20869
4	209	36.5	10	14.5	54.6	15475
5	219	22.3	10	10	50	17838
Δ , %	4.5	32.3	14.5	58.7	5.2	14.8

го напряжения) минимальны (рис. 4в, 4г). Таким образом, за исключением различий напряжений импульсов 2 на рис. 4а, 4в, формы, время прихода и амплитуды импульсов разложения, полученных с помощью моделирования двумя разными видами анализа, достаточно близки, а основной причиной их различия (а также значений погонных задержек мод) является разный учет частотных зависимостей ϵ_r .

4. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

В табл. 1–4 интерес представляет разница крайних значений ЦФ при увеличении числа вычислений. В случае оптимизации посредством ГА трехпроводного микрополоскового МФ, с увели-

чением вычислений от 50 до 5000, диапазон крайних вычисленных значений $U_{\max}$ уменьшается с 59...76 мВ до 50...55.5 мВ, т.е. Δ результатов уменьшается с 12.6 до 5%. В случае оптимизации посредством ГА двухпроводного МФ с лицевой связью Δ результатов при увеличении вычислений уменьшается с 1.9 до 0.1%. Такое поведение свидетельствует о достижении сходимости ЦФ. Кроме этого, Δ результатов ЦФ уже при 1000 вычислениях составляет 0.2%, это свидетельствует о том, что 1000 вычислений достаточно для достижения глобального экстремума ЦФ при оптимизации данного МФ.

Из рис. 3г видно, что глобальный экстремум работы ГА достигим при различных уровнях амплитуд импульсов разложения, что плохо соотно-

Таблица 3. Результаты оптимизации двухпроводного МФ с лицевой связью посредством ЭС и расчет отклонения Δ

N	h , мкм	t , мкм	s , мкм	$U_{\max}$, мВ	Время, с	КО
$N_{it} = 500$						
1	107.7	36.2	812	105.6	1224	I
2	219.9	35.7	1943	88.5	1370	I
3	155.8	36.4	1826.7	89.3	1318	I
4	264.2	37.4	1249.4	98.2	1360	I
5	113.8	36.5	1390	94.5	1252	I
Δ , %	42.1	2.3	41	8.8	5.6	
$N_{it} = 1000$						
1	100.1	36.2	610	111.3	2381	I
2	116.7	36.2	1616.4	91.4	2014	Q
3	100.6	36.3	1433.8	93.7	2501	I
4	139.3	37	867	104.6	2070	Q
5	100	36.2	1070	99.8	2433	I
Δ , %	16.4	1.1	45.2	9.8	10.8	
$N_{it} = 2500$						
1	302.6	36.9	1191.4	99.5	1076	Q
2	100.9	36.5	1464.8	93.3	1696	Q
3	224.3	36.1	795.6	106.9	1690	Q
4	106.8	37.1	955.3	102.2	1598	Q
5	104.3	36.6	243.5	127.3	2471	Q
Δ , %	50	1.4	71.5	15.4	39.3	
$N_{it} = 5000$						
1	100.8	36.4	1084.9	99.5	2069	Q
2	102.6	36.4	1145.4	98.4	2328	Q
3	153.2	37.1	326.5	123.3	2370	Q
4	114.9	37.1	1001.9	101.4	1330	Q
5	112.3	36.6	1520.5	92.7	3072	Q
Δ , %	20.6	1	64.7	14.2	39.6	
$N_{it}^{\max}$						
1	121.3	36.4	1400.8	94.4	2243	Q
2	102.5	36.2	1498	92.8	2023	Q
3	101.5	36.2	1053.5	100.1	1764	Q
4	145	36.7	1100.6	99.7	1148	Q
5	198.6	36.2	1591.9	92.5	802	Q
Δ , %	32.4	0.7	20.4	3.9	47.3	

сится с требованием выравнивания амплитуд импульсов разложения для минимизации максимального уровня выходного напряжения. Однако этому есть объяснение. Так, вручную были подобраны геометрические параметры, обеспечивающие равенство амплитуд импульсов разложения в данном МФ. Это оказалось достижимо за счет увеличения значений параметров s и h до 1930 и

1030 мкм соответственно относительно оптимального набора параметров. Дело в том, что данное изменение повлияло на согласование МФ с трактом 50 Ом, увеличив входное напряжение до 0.62 В (0.48 В с оптимальным набором параметров), тем самым увеличив максимальный уровень выходного напряжения даже при выравненных импульсах разложения (96.6 мВ).

Таблица 4. Результаты оптимизации двухпроводного МФ с лицевой связью с помощью ГА и расчет отклонения Δ

N	h , мкм	t , мкм	s , мкм	$U_{\max}$, мВ	Время, с
5 особей, 10 поколений					
1	269.4	34	1943.5	88.7	262
2	156.5	36.3	1872.9	88.8	171
3	103.5	43.1	1752.9	90.2	210
4	315.3	34.5	1858.8	90.1	356
5	325.9	70.9	1936.5	92.1	188
Δ , %	51.8	35.2	5.2	1.9	35.1
10 особей, 10 поколений					
1	142.4	67.5	1978.8	89.8	296
2	103.5	32.3	1908.2	87.5	692
3	251.8	30.6	1618.8	91.9	164
4	124.7	33.4	1971.7	87.1	317
5	117.6	31.7	1950.6	87.1	710
Δ , %	41.7	37.6	10	2.7	62.5
10 особей, 100 поколений					
1	107.1	30	2000	86.3	6806
2	107.1	30	1985.9	86.5	6397
3	100	30	1992.9	86.3	5980
4	131.8	30	1992.9	86.6	6577
5	100	30.6	2000	86.3	6888
Δ , %	13.7	1	0.4	0.2	7.1
50 особей, 100 поколений					
1	100	30	2000	86.2	28028
2	110.2	30	2000	86.3	26480
3	100	30	2000	86.2	20036
4	100	30	2000	86.2	24928
5	111.4	30	2000	86.3	23779
Δ , %	5.4	0	0	0.1	16.6

В случае оптимизации посредством ЭС трехпроводного микрополоскового МФ, с увеличением вычислений от 500 до $N_{it}^{\max}$ Δ результатов осталось на уровне 26%. Поскольку классические ЭС начинают свою работу с изменения (с заданным шагом) начальных решений, изменяемых пользователем на этапе запуска алгоритма, можно предположить, что значительное изменение начальных решений позволит миновать некоторые локальные экстремумы. Примечательно, что во всех случаях критерием останова работы ЭС является сходимость ЦФ. Это свидетельствует о наличии множества локальных экстремумов (как видно из табл. 1), в которых ЭС прекращает свою работу. Предположительно, данную проблему можно решить за счет увеличения генетического оператора мутации в библиотеке `baresmaes2`. В случае опти-

мизации посредством ЭС двухпроводного МФ с лицевой связью, с увеличением вычислений от 500 до $N_{it}^{\max}$, Δ результатов уменьшается с 8.8% до 3.9%. Наименьшее значение $U_{\max}$ получено при 500 вычислениях (вероятно, из-за “элемента случайности”, используемого в модифицированных ЭС, который заменяет значение, вышедшее за требуемый диапазон на случайное из диапазона). В отличие от оптимизации трехпроводного микрополоскового МФ (где использовался классический алгоритм ЭС), при 500 вычислениях и некоторых запусках на 1000 вычислениях критерием останова является достижение максимума вычислений, что справедливо для малого числа вычислений. Наконец, отметим очевидные сходства (не присущие классическим ЭС) при оптимизации с использованием ГА и модифицированного алго-

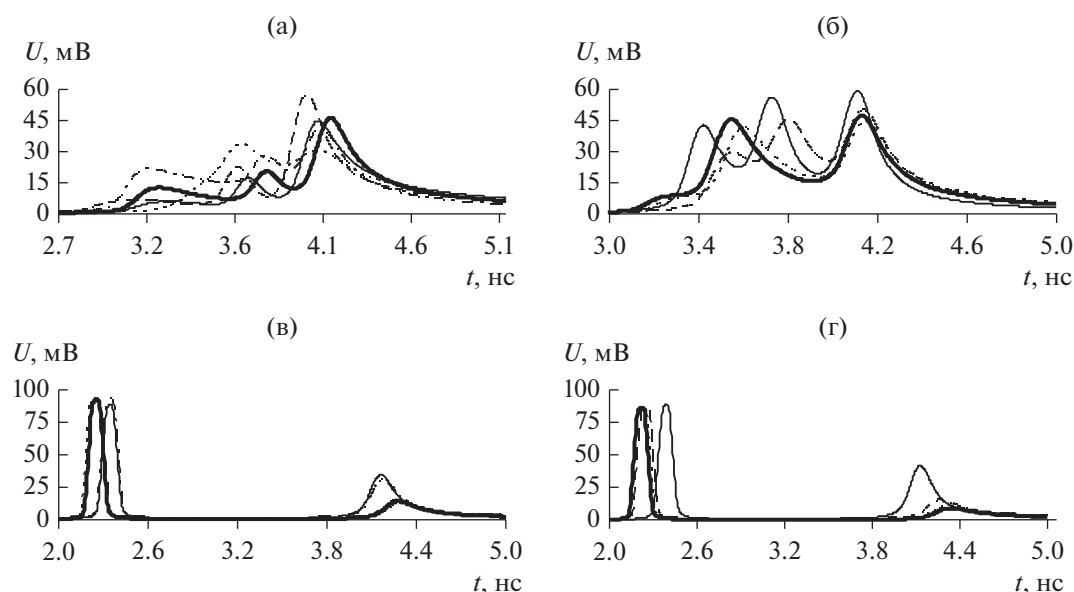


Рис. 3. Формы напряжений на выходе трехпроводного микрополоскового МФ при оптимизации ЭС (а) и ГА (б) и двухпроводного МФ с лицевой связью при оптимизации ЭС (в) и ГА (г) при числе вычислений: 500 для ЭС и 50 для ГА (сплошная), 1000 для ЭС и 100 для ГА (штриховая), 2500 для ЭС и 1000 для ГА (пунктирная), 5000 для ЭС и ГА (сплошная полужирная), N_{it}^{max} (штрихпунктирная).

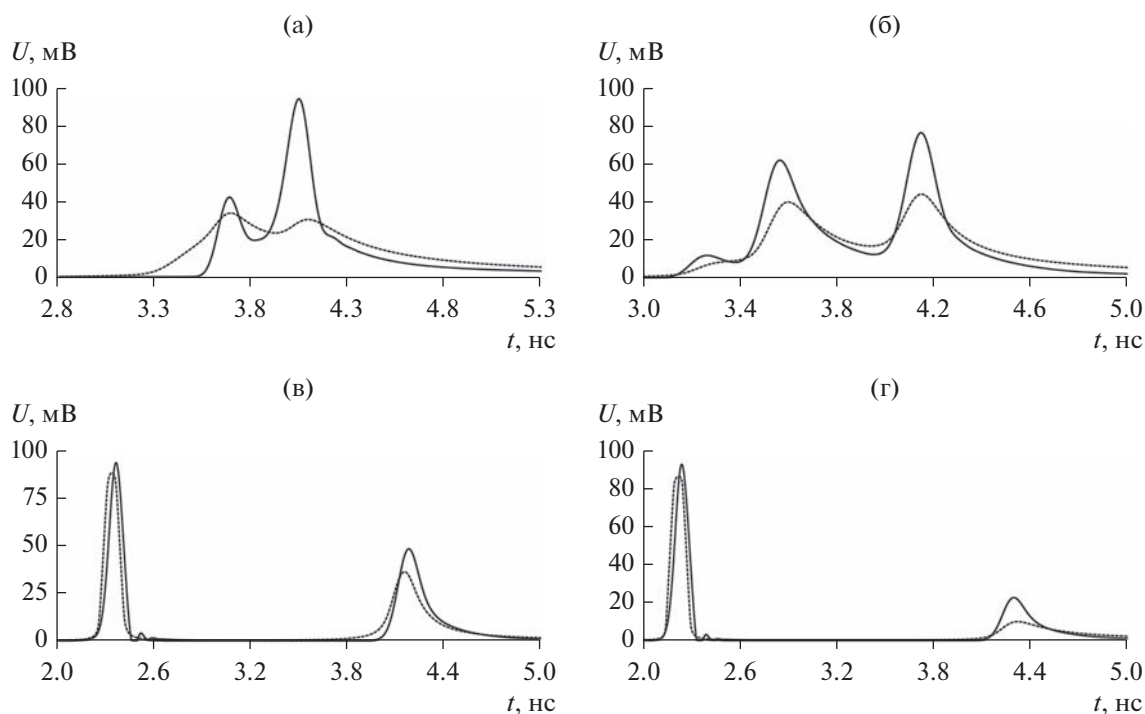


Рис. 4. Формы напряжений на выходе трехпроводного микрополоскового МФ при оптимизации ЭС (а) и ГА (б) и двухпроводного МФ с лицевой связью при оптимизации ЭС (в) и ГА (г), полученные в результате квазистатического (пунктирная) и электродинамического (сплошная) анализа.

ритма ЭС: близкие формы выходных напряжений (см. рис. 3в, 3г) и уменьшение $\Delta ЦФ$ с ростом числа вычислений (до 3.9% у ЭС и до 0.1% у ГА).

Как отмечено в конце разд. 3, время прихода и амплитуды импульсов разложения, полученных с помощью моделирования двумя разными видами

анализа, достаточно близки. Однако имеется различие в достижимости сходимости результатов, а также времени расчетов. С учетом того, что параметры ГА и ЭС одинаковы, основной причиной являются особенности используемых алгоритмов. Так, ГА подразумевает оценку приспособленности для каждой особи (т.е. селекцию) до этапа отбора и применения генетических операторов (скрещивания и мутации), тогда как классический алгоритм ЭС – выполняет селекцию в конце (перед проверкой соответствия критерию останова). В результате, отклонения $U_{\max}$ при оптимизации трехпроводного МФ с торцевой связью посредством ЭС колеблются с 12.3 до 36.6%, а тенденция к сходимости результатов при увеличении числа вычислений не наблюдается. В случае ГА ситуация обратная: с ростом числа вычислений от 50 (5 особей и 10 поколений) до 5000 (50 особей и 100 поколений) отклонение $U_{\max}$ уменьшается с 12.6 до 5.2%. Примечательно, что отклонение затрачиваемого времени для расчетов при оптимизации данной структуры посредством ЭС уменьшается с 51.2 до 32.2%, а посредством ГА – увеличивается с 0.5% до 14.8%. Как отмечалось ранее, при оптимизации двухпроводного МФ с лицевой связью использовался модифицированный алгоритм ЭС, который подразумевает выполнение этапа проверки граничных условий оптимизируемых параметров до скрещивания, мутации, селекции и отбора. При этом отклонения $U_{\max}$ и затрачиваемого времени для расчетов растут с увеличением числа вычислений (от 500 до 5000): с 8.8 до 14.2% для $U_{\max}$ и с 5.6 до 39.6% для времени расчетов. При этом наблюдается схожая с ГА тенденция к увеличению времени расчетов с увеличением числа вычислений. Очевидно, что внесение изменений в алгоритм классического ЭС повлияло на его работу. В случае ГА отклонения для $U_{\max}$ уменьшаются с 1.9 до 0.1% с ростом числа вычислений от 50 (5 особей и 10 поколений) до 5000 (50 особей и 100 поколений) аналогично предыдущей структуре. Отклонение времени расчетов при этом изменяется нелинейно.

Рассмотрим основные особенности ГА и ЭС, выявленные после оптимизации.

1. Неоспоримым достоинством ГА является его точность и хорошая сходимость ЦФ. Однако обратной стороной является значительное (в 12 раз) возрастание времени вычислений (в среднем 24650 с при 5000 вычислений (50 особей и 100 поколений) при оптимизации двухпроводного МФ с лицевой связью) по сравнению с ЭС, чьи расчеты выполняются гораздо быстрее (в среднем 2233 с при 5000 вычислениях). Однако Δ вычисленных значений ЦФ у ЭС выше, чем у ГА (0.1% для ГА и 3.9% для ЭС при 5000 вычислений).

2. Вероятность попадания в локальный экстремум имеется у обоих алгоритмов. Тем не менее

сходимость значений ЦФ с увеличением числа вычислений у ГА, свидетельствует о том, что вероятность его попадания в локальный экстремум меньше (5% при оптимизации трехпроводного микрополоскового МФ и 0.1% при оптимизации двухпроводного МФ), чем у ЭС. Для ЭС увеличение числа вычислений вплоть до $N_{\text{it}}^{\max}$ никак не влияет на Δ ЦФ при оптимизации трехпроводного микрополоскового МФ (26%) и положительно влияет при оптимизации двухпроводного МФ с лицевой связью (с 8.8 до 3.9% с учетом использования алгоритма модифицированных ЭС).

3. В ГА имеется возможность вручную изменять генетические операторы скрещивания и мутации, а также задать необходимые диапазоны поиска значений. Это полезно, поскольку в зависимости от выбора оптимизационной задачи имеются возможности дополнительной настройки алгоритма для увеличения точности вычислений и/или установление требуемых границ оптимизируемых параметров. В то же время в классическом ЭС нет возможности, без вмешательства непосредственно в саму библиотеку, задавать диапазоны искомых значений и/или изменять коэффициенты скрещивания и мутации. Из-за этого результат оптимизационного процесса всегда подвержен получению нефизичных значений оптимизируемых параметров (к примеру, когда улучшение ЦФ требует минимизации параметра s , алгоритм может увести его значение в отрицательную область и, соответственно, выдать на выходе отрицательное значение s). Одако данную проблему можно решить локально, прописав граничные условия оптимизируемых параметров непосредственно в исполняемой программе, не затрагивая библиотеку [17]. Между тем потенциальная возможность изменения генетических операторов скрещивания и мутации также является ресурсом для обхода локальных экстремумов, свойственных данному алгоритму.

Как отмечалось ранее, процесс оптимизации подразумевает работу с большим числом данных и поиск наилучшего решения по требуемой ЦФ. В данном случае ГА и ЭС являются полезным инструментом, однако особенности работы отдельного алгоритма могут повлиять на их эффективность в получении оптимального результата. Поэтому важно понимание особенностей работы и сравнение производительности ГА и ЭС при поиске глобального экстремума ЦФ, который удовлетворяет заданным ограничениям и требованиям, обеспечивая при этом существенный уровень защиты от воздействий СКИ. Так, основным результатом данной работы является оценка сильных сторон каждого алгоритма (как и ограничений), а также определение их способности эффективно работать с различными геометрическими конфигурациями МФ (отличающимися как количеством оптимизируемых параметров, так и диапазоном, в котором может

выполняться оптимизация). Особенностью работы является комплексность подходов, направленных на достижение результата: использование двух различных (по типу связи) структур МФ; моделирование в системе квазистатического анализа; подтверждение достоверности полученных результатов посредством электродинамического анализа; оптимизация широкого ряда параметров МФ; определение затрачиваемого на расчет времени. В результате получен ценный ресурс для разработчиков полосковых структур с модальными явлениями, позволяющий использовать предпочтительный алгоритм с учетом отраженных в работе особенностей, достоинств и недостатков каждого из них.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в работе впервые представлены результаты сравнения ГА и ЭС на примере оптимизации двух различных МФ. Приведен детальный анализ результатов работы двух алгоритмов, а также определены особенности их работы. С точки зрения функциональных возможностей и точности результатов, ГА является более предпочтительным, отличаясь хорошей сходимостью ЦФ, однако проигрывая ЭС во времени вычислений.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

ФИНАНСИРОВАНИЕ

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект № 22-29-01331, <https://rscf.ru/project/22-29-01331/>).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Фоминич Э.Н., Владимиров Д.Р. // Военный инженер. 2016. № 2. С. 10.
2. Электромагнитный терроризм на рубеже тысячелетий / Под ред. Т.Р. Газизова. Томск: Том. гос. ун-т, 2002.
3. Mora N., Vega F., Lugin G. et al. // System and Assessment Notes. 2014. № 41. P. 1.
4. Gazizov A.T., Zabolotsky A.M., Gazizov T.R. // IEEE Trans. 2016. V. EMC-58. № 4. P. 1136. <https://doi.org/10.1109/TEMC.2016.2548783>
5. Аоки М. Введение в методы оптимизации. М.: Наука, 1977.
6. Gazizov R.R., Kuharenko M.N., Gazizov T.R. // Proc. Conf. Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines. Omsk. 14–16 Nov. 2017. N.Y.: IEEE, 2017. P. 1. <https://doi.org/10.1109/Dynamics.2017.8239452>
7. Gazizov R.R., Gazizov R.R., Zabolotsky A.M. // Proc. Int. Sib. Conf. on Control and Communication. Moscow. 14–16 March 2018. N.Y.: IEEE, 2018. P. 1. <https://doi.org/10.1109/MWENT.2018.8337215>
8. Belousov A.O., Gazizov T.R. // Complexity. 2018. V. 2018. P. 1. <https://doi.org/10.1155/2018/5676504>
9. Belousov A.O., Chernikova E.B., Samoylichenko M.A. et al. // Symmetry. 2020. V. 12. № 1117. P. 1. <https://doi.org/10.3390/sym12071117>
10. Freisleben B., Merz P. // Proc. of IEEE Int. Conf. on Evolutionary Computation. 20–22 May. N.Y.: IEEE, 1996. P. 616. <https://doi.org/10.1109/ICEC.1996.542671>
11. Mittra R., Chakravarty S., Yeo J. // IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp. 16–21 June. 2002. N.Y.: IEEE, 2002. P. 306. <https://doi.org/10.1109/APS.2002.1016309>
12. Yegin K., Martin A.Q. // IEEE Trans. 2003. V. AP-51. № 2. P. 220. <https://doi.org/10.1109/TAP.2003.809056>
13. Бурakov М.В. Генетический алгоритм: теория и практика: уч. пособие. СПб.: ГУАП, 2008.
14. Holland J.H. Adaptation in Natural and Artificial Systems. L.: MIT Press, 1975.
15. Семеникин Е.С., Жукова М.Н., Жуков В.Г. и др. Эволюционные методы моделирования и оптимизации сложных систем. Конспект лекций. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2007.
16. Hansen N., Ostermeier A. // Evolutionary Computation. 2001. V. 9. № 2. P. 159.
17. Kuksenko S.P. // IOP: Conf. Ser.: Materials Science and Engineering, 2019. V. 560. Article No. 01210.
18. Hansen N. Python: module barecmaes2. <http://www.cmap.polytechnique.fr/~nikolaus.hansen/barecmaes2.html>.
19. Белоусов А.О., Гордеева В.О. // Докл. XVII междунар. науч.-практич. конф. “Электронные средства и системы управления”. Томск. 19–21 ноября 2021. С. 13.

ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

УДК 623.612

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ВЕРОЯТНОСТЕЙ БИТОВЫХ ОШИБОК ПРИЕМА РАДИОСИГНАЛОВ С QPSK-МОДУЛЯЦИЕЙ ПРИ НАЛИЧИИ ПОМЕХИ С ЛИНЕЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

© 2023 г. В. В. Звонарев^а, *, А. С. Попов^а

^а Военно-космическая академия им. А.Ф. Можайского,
ул. Ждановская, 13, Санкт-Петербург, 197198 Российская Федерация

*E-mail: vka@mil.ru

Поступила в редакцию 21.03.2022 г.

После доработки 22.05.2022 г.

Принята к публикации 27.04.2023 г.

На основе разработанной методики анализа помехозащищенности приема радиосигналов с квадратурной фазовой манипуляцией выполнен расчет вероятностей битовой ошибки при наличии помехи с линейной частотной модуляцией и проведено сравнение с влиянием гармонической помехи. Представлена методика без расчета вероятности правильного приема, использующая условные переходные вероятности между позициями сигнального созвездия, не имеющая ограничений в уровнях сигнала и помехи.

DOI: 10.31857/S0033849423110098, EDN: UILOWV

ВВЕДЕНИЕ

Параметр помехозащищенности является одним из основных при выборе и использовании радиосигналов для передачи информации любого назначения. С ростом объемов циркулирующей в коммутационных сетях информации возрастает потребность в спектрально эффективных сигналах с многопозиционной фазовой модуляцией (ФМ) и квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ). С точки зрения помехоустойчивости большой интерес вызывают, в частности, биортогональные сигналы с квадратурной фазовой манипуляцией (QPSK). Радиосигналы с QPSK-модуляцией при одинаковой информационной скорости и в два раза меньшей шириной полосы частот имеют такую же вероятность битовой ошибки, что и сигналы с двоичной фазовой манипуляцией (BPSK), которые считаются наиболее устойчивыми к шумовым помехам. При проектировании и оценке качества работы радиолинии важно уметь определять параметры помехоустойчивости расчетным путем не только в присутствии шума, но и при наличии структурных помех. К наиболее известным видам относятся, например, помехи гармонические, сканирующие по частоте и помехи с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), подобные сигналу, одиночные и в различных сочетаниях.

Если гармонические помехи имеют простые и однозначные математические модели, то сканирующие по частоте помехи разнообразны как по при-

менению, так и по математическим моделям. Они существенно различаются и терминологически.

Сканирование по диапазону частот может осуществляться как одной помехой [1–5], так и синхронно несколькими помехами одновременно [6]. Периодически такая помеха попадает в полосы частот каналов в этом диапазоне. Размах, мощность и периоды сканирования могут быть различными.

Известны направления применения помех со сканированием по частоте при активации импровизированных взрывных устройств [3–7]. В работах [8, 9] предложен алгоритм режекции сканирующей по частоте помехи в системе с широкополосной модуляцией с прямым расширением спектра.

Широкое применение имеют сигналы и помехи с ЛЧМ. Зондирующие сигналы с ЛЧМ используют в радиолокации для расширения полосы частот и повышения точности определения дальности до цели [10, 11]. Находят применение сигналы с ЛЧМ и в акустической связи [12, 13]. Вместе с тем ЛЧМ-сигналы применяются при мультиплексировании с ортогональным частотным разделением каналов для повышения степени разделения сигналов на поднесущих частотах с целью повышения их помехозащищенности [14–17], а также при передаче цифровых сигналов с многопозиционной модуляцией [18].

Оценка и сравнение по помехозащищенности сигналов с многопозиционной модуляцией производятся по сопоставлению величин вероятно-

стей битовых ошибок как функции от отношения сигнал/шум, отнесенного к одному биту.

Цель статьи — расчет вероятностей битовых ошибок приема сигналов с QPSK-модуляцией при наличии помехи с ЛЧМ на основе математически корректной методики. Основой методологического подхода и разработанной методики является диагонализация ковариационной матрицы вектора откликов корреляторов схемы приемника Котельникова и сведение четырехкратного интеграла переходной вероятности к двукратному [19].

Следует отметить, что в данной статье вероятности битовых ошибок будем определять не из вероятностей правильного приема символов [19, 20], а непосредственно из переходных вероятностей ошибочного приема символов. Преимущество данного подхода отмечено в работе [21].

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ДЛЯ РАСЧЕТА ВЕРОЯТНОСТЕЙ БИТОВЫХ ОШИБОК ПРИЕМА РАДИОСИГНАЛОВ С QPSK-МОДУЛЯЦИЕЙ

Методика определения переходных вероятностей из позиции созвездия переданного сигнала в позицию принятого опирается на построение вероятностного пространства на множестве совместных событий и представлена в работе [22]. Этот подход отличается от изложенного в работах [23, 24] простотой, наглядностью, и, главное, тем, что применим к случаю наличия структурных помех. Рассмотрим необходимые элементы предлагаемой методики.

Обозначим позиции символов в созвездии сигналов с QPSK-модуляцией порядковыми числительными 1, 2, 3, 4. Тогда вероятности перехода передаваемых символов в принятые обозначим как $P(m/n)$ ($m, n = 1, 2, 3, 4$), где n — номер позиции передаваемого символа, а m — номер позиции принятого символа. При расчете вероятностей битовых ошибок будем учитывать привязку каждой пары значений битовых символов из нулей и единиц номеру позиции сигнального символа в созвездии. Это будет определяться использованием или неиспользованием кодирования по Грешу. Для расчета переходных (условных) вероятностей для сигнальных символов фиксированность расположения значений битов в символе не требуется. При первичном выводе формул для вероятностей битовых ошибок вначале требуются только значения битов в символе без привязки к номеру позиции в созвездии символов.

Введем обозначения “0₁”, “1₁”, “0₂”, “1₂” — знаки нулей и единиц в первом и во втором битах в символе, например, (0₁1₂, 1₁0₂). Покажем вывод формул только для первого бита. Тогда события, заключающиеся в ошибке приема 0 и 1 в первом бите есть объединения следующих событий:

$$\begin{aligned} &(\text{Ошибка приема } 0_1) = \\ &= (10, 00) \cup (11, 00) \cup (10, 01) \cup (11, 01); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &(\text{Ошибка приема } 1_1) = \\ &= (00, 10) \cup (00, 11) \cup (01, 10) \cup (01, 11). \end{aligned}$$

Если все передаваемые символы априорно равновероятны и независимы, то можно написать [22]:

$$P_{\text{ош}}(0_1) = [P(10/00) + P(11/00) + P(10/01) + P(11/01)]/4;$$

$$P_{\text{ош}}(1_1) = [P(00/10) + P(00/11) + P(01/10) + P(01/11)]/4.$$

С использованием кодирования по Грешу выражения можно переписать через условные вероятности в виде

$$P_{\text{ош}}(0_1) = [P(4/1) + P(3/1) + P(4/2) + P(3/2)]/4; \quad (1)$$

$$P_{\text{ош}}(1_1) = [P(1/4) + P(1/3) + P(2/4) + P(2/3)]/4. \quad (2)$$

Вероятность ошибок первого бита равна

$$P_{\text{ош}}(1\text{-й бит}) = P_{\text{ош}}(0_1) + P_{\text{ош}}(1_1). \quad (3)$$

Таким образом, остается рассчитать переходные вероятности и привязать пары битовых знаков к номерам позиций символов в созвездии. Эта привязка, в свою очередь, определяется тем, что применяется или не применяется кодирование по Грешу. Первый вариант более предпочтителен и чаще применяется. В этом случае привязка в созвездии, как известно, осуществляется следующим образом: 1-я позиция — “00”; 2-я — “01”; 3-я — “11”; 4-я — “10”.

Определим математические модели сигнала $s_i(t)$ и помехи $s_p(t)$ на l -м тактовом интервале длительности T в следующем виде:

$$s_i(t) = A_c \cos(\omega_0 t + \varphi_i), \quad \varphi_i = (i-1)\frac{\pi}{2},$$

$$t \in [(l-1)T, lT], \quad i = 1, 2, 3, 4;$$

$$s_n(t) = A_n \cos\left[\omega_0 t + \Delta\omega_n t - a \frac{2\Delta\omega_n t^2}{T} + \varphi_n\right],$$

где A_c — амплитуда сигнала: $A_c = \sqrt{2P_c}$; A_n — амплитуда помехи: $A_n = \sqrt{2P_n}$; P_c — мощность сигнала;

ла; P_n — мощность помехи; ω_0 — частота несущего колебания сигнала; $\Delta\omega_n$ — сдвиг частоты помехи относительно ω_0 ; φ_n — фазовый сдвиг помехи; a — коэффициент, принимающий значения 0 или 1.

Модель помехи представляет собой агрегат объединения гармонической помехи и помехи с ЛЧМ. Это обобщение является естественным, поскольку случайная составляющая канального отклика корреляционного демодулятора, как оказывается, не зависит от структуры помехи. Это, в частности, определяется прямым расчетом, как будет видно из дальнейших выкладок. Если $a = 0$, то помеха гармоническая со сдвигом частоты, если $\Delta\omega_n = 0$ и $a = 0$, то помеха гармоническая, когерентная с сигналом, если $a = 1$, то помеха с ЛЧМ.

На вход корреляционного демодулятора поступает аддитивная смесь сигнала, помехи и шума:

$$u^j(t) = s_j(t) + s_n(t) + n(t),$$

где j — номер позиции переданного информационного символа, $n(t)$ — шумовая помеха, моделируемая белым гауссовым шумом (БГШ) с корреляционной функцией:

$$\langle n(t)n(t') \rangle = \frac{N_0}{2} \delta(t-t'),$$

где N_0 — односторонняя спектральная плотность БГШ; $\delta(t-t')$ — дельта-функция Дирака.

Требуется сделать следующее.

1. Найти математические выражения для определения средних вероятностей битовых ошибок когерентного приема радиосигнала QPSK в присутствии помехи.

2. Построить кривые средних вероятностей битовых ошибок от отношения сигнал/шум при заданных значениях девиации частоты ЛЧМ помехи.

3. Провести сравнение помехозащищенности сигнала при наличии гармонической помехи или помехи с ЛЧМ.

2. РАСЧЕТ ВЕРОЯТНОСТЕЙ БИТОВЫХ ОШИБОК ДЛЯ РАДИОСИГНАЛОВ С QPSK-МОДУЛЯЦИЕЙ

Для расчета вероятностей битовых ошибок выпишем значение напряжения на выходе i -го коррелятора при приеме j -й позиции сигнала ξ_i^j в момент отсчета T :

$$\begin{aligned} \xi_i^j &= \frac{1}{N_0} \int_0^T [s_j + s_n + n(t)] s_i dt = \\ &= \frac{1}{N_0} \int_0^T s_j s_i dt + \frac{1}{N_0} \int_0^T s_n s_i dt + \frac{1}{N_0} \int_0^T n(t) s_i dt, \end{aligned} \quad (4)$$

где $i, j \in (1, 2, 3, 4)$.

Случайную составляющую в (4) обозначим символом

$$\zeta_i = \frac{1}{N_0} \int_0^T n(t) s_i dt.$$

Выбор принятого символа сигнала осуществляется по максимальному значению ξ_i^j с выходов корреляторов по известному правилу:

$$\begin{aligned} \hat{x}_j &= \max_i \xi_i^j, \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad \text{или} \\ \xi_j^j &> \xi_i^j, \quad i \neq j; \quad i, j = 1, 2, 3, 4. \end{aligned}$$

Оператор $\max_i$ означает выбор номера (позиции сигнала в созвездии) того коррелятора, отклик которого максимален.

Вектор напряжений на выходах корреляторов ξ^j и вектор случайных составляющих ζ можно представить в виде соответственно:

$$\xi^j = (\xi_1^j, \xi_2^j, \xi_3^j, \xi_4^j)^T, \quad \zeta = (\zeta_1, \zeta_2, \zeta_3, \zeta_4)^T,$$

где T — знак транспонирования.

Для расчета плотности вероятности (ПВ) вектора ξ^j определим его математическое ожидание по формуле [19]:

$$\langle \xi^j \rangle = \xi^j - \zeta = \frac{1}{N_0} \int_0^T s_j s dt + \frac{1}{N_0} \int_0^T s_n(t) s dt,$$

где s — вектор копий принимаемых радиосигналов информационных позиций: $s = (s_1, s_2, s_3, s_4)^T$.

Тогда можно написать:

$$\xi^j = \langle \xi^j \rangle + \zeta.$$

Плотность вероятности вектора ξ^j будет иметь вид [19, 24]

$$\begin{aligned} w_4(\xi^j) &= \frac{1}{(2\pi)^{-2} |K_{\xi^j}|} \times \\ &\times \exp \left[-\frac{1}{2} (\xi^j - \langle \xi^j \rangle)^T K_{\xi^j}^{-1} (\xi^j - \langle \xi^j \rangle) \right], \end{aligned} \quad (5)$$

где $K_{\xi^j} = (\xi^j - \langle \xi^j \rangle)(\xi^j - \langle \xi^j \rangle)^T = \langle \zeta \zeta^T \rangle = K_\zeta$ — ковариационная матрица вектора ξ^j .

Переходные (условные) вероятности определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} P(i/j) &= P\{\xi_i^j > \xi_m^j; m \neq i; m, j, i = 1, 2, 3, 4\} = \\ &= P(\hat{x}_i/x_j). \end{aligned}$$

По общей исходной формуле получаем

$$P(i/j) = \int_0^{\xi_i} d\xi_1 \dots \int_{-\infty}^{\xi_i} d\xi_{i-1} \int_{-\infty}^{\infty} d\xi_i \int_{-\infty}^{\xi_i} d\xi_{i+1} \dots \times \\ \times \int_{-\infty}^{\xi_i} \omega_{\xi_j}(\xi_1, \dots, \xi_{i-1}, \xi_i, \xi_{i+1}, \dots, \xi_m/s_j) d\xi_m, \quad (6)$$

где x_j — переданный информационный символ; $\hat{x}_i$ — принятый информационный символ; s_j — переданный радиосигнал-символ, несущий информационный символ x_j .

Вследствие биортогональности сигнала с QPSK-модуляцией определитель ковариационной матрицы равен нулю ($\det \mathbf{K}_\xi = |\mathbf{K}_\xi| = 0$), а ее ранг равен двум, поэтому интеграл вида (6) не вычисляется.

Для определения переходных (условных) вероятностей ошибки приема символов из системы координат вектора ξ^j необходимо перейти в новую систему координат η , где ковариационная матрица вектора ξ^j приобретает диагональный вид.

Матрица $\mathbf{K}_\xi$ здесь имеет вид [19]

$$\mathbf{K}_\xi = \frac{h_c^2}{2} \mathbf{A},$$

где h_c^2 — отношение сигнал/шум: $h_c^2 = E_{\text{симв}}/N_0$; $E_{\text{симв}} = P_c T$ — энергия символа на длительности информационного символа; $E_b = 0.5 E_{\text{симв}}$ — энергия бита.

Матрица $\mathbf{A}$, определяемая по методике, представленной в [19], будет иметь вид

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

где ранг матрицы равен 2.

Ковариационная матрица $\mathbf{K}_\eta$ в новой системе координат η будет иметь диагональный вид

$$\mathbf{K}_\eta = h_c^2 \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Матрица преобразований $\mathbf{V}$ системы координат ξ , составленная из ортонормированных собственных векторов матрицы $\mathbf{A}$, в новой системе координат η будет иметь вид [19]

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & 0 \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Для примера расчета условных вероятностей приема информационных символов рассмотрим вектор $\langle \xi^j \rangle$ для первой позиции передаваемого сигнала $j = 1$, где $s_1(t) = A_c \cos \omega_0 t$. Непосредственными вычислениями по формуле (4) получим вектор математических ожиданий вектора ξ^1 :

$$\langle \xi^1 \rangle = \begin{bmatrix} h_c^2 + h_c h_n \frac{1}{T} \int_0^T \cos \left(\Delta \omega_n t - \frac{2 \Delta \omega_n t^2}{T} + \varphi_n \right) dt \\ - h_c h_n \frac{1}{T} \int_0^T \sin \left(\Delta \omega_n t - \frac{2 \Delta \omega_n t^2}{T} + \varphi_n \right) dt \\ - \left[h_c^2 + h_c h_n \frac{1}{T} \int_0^T \cos \left(\Delta \omega_n t - \frac{2 \Delta \omega_n t^2}{T} + \varphi_n \right) dt \right] \\ h_c h_n \frac{1}{T} \int_0^T \sin \left(\Delta \omega_n t - \frac{2 \Delta \omega_n t^2}{T} + \varphi_n \right) dt \end{bmatrix},$$

где h_n^2 — отношение помеха/шум на длительности символа: $h_n^2 = E_n/N_0$; E_n — энергия помехи на длительности информационного символа:

$$E_n = P_n T.$$

Используя матрицу преобразования $\mathbf{V}$ (7), получаем вектор математических ожиданий в новой системе координат $\langle \boldsymbol{\eta}^1 \rangle$:

$$\langle \boldsymbol{\eta}^1 \rangle = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\sqrt{2}h_c h_n \frac{1}{T} \int_0^T \cos \left(\Delta\omega_n t - \frac{2\Delta\omega_n t^2}{T} + \varphi_n \right) dt \\ \sqrt{2} \left[h_c^2 + h_c h_n \frac{1}{T} \int_0^T \sin \left(\Delta\omega_n t - \frac{2\Delta\omega_n t^2}{T} + \varphi_n \right) dt \right] \end{bmatrix}.$$

Отсюда видно, что вероятностная мера задана на двумерной плоскости (η_3, η_4) в новой системе координат $\boldsymbol{\eta}$. В этой системе координат четырехмерная ПВ $w_4(\boldsymbol{\eta})$, вычисляемая по формуле (6), будет определяться произведением одномерных ПВ:

$$w_4(\boldsymbol{\eta}^1) = w_1(\eta_1^1) w_1(\eta_2^1) w_1(\eta_3^1) w_1(\eta_4^1).$$

Первые два сомножителя имеют дисперсию, равную нулю, и представляют собой дельта-функцию Дирака, а именно

$$w_1(\eta_1^1) = \delta(\eta_1^1 - \langle \eta_1^1 \rangle) \quad \text{и} \quad w_1(\eta_2^1) = \delta(\eta_2^1 - \langle \eta_2^1 \rangle).$$

Кроме того, имеем $\langle \eta_1^1 \rangle = \langle \eta_2^1 \rangle = 0$. Интегрирование дельта-функции в данном случае приводит к единице, и четырехкратный интеграл становится двукратным.

Тогда расчет условных вероятностей приема информационных символов в системе координат вектора $\boldsymbol{\xi}^1$ при приеме первого информационного символа должен выполняться по формулам

$$\begin{aligned} P(1/1) &= P(\hat{x}_1/x_1) = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} w_4(\boldsymbol{\xi}/s_1) d\xi_1 d\xi_2 d\xi_3 d\xi_4, \\ P(2/1) &= P(\hat{x}_2/x_1) = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} w_4(\boldsymbol{\xi}/s_1) d\xi_1 d\xi_2 d\xi_3 d\xi_4, \\ P(3/1) &= P(\hat{x}_3/x_1) = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} w_4(\boldsymbol{\xi}/s_1) d\xi_1 d\xi_2 d\xi_3 d\xi_4, \\ P(4/1) &= P(\hat{x}_4/x_1) = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} w_4(\boldsymbol{\xi}/s_1) d\xi_1 d\xi_2 d\xi_3 d\xi_4, \end{aligned}$$

где $w_4(\boldsymbol{\xi}/s_1)$ — условная ПВ вектора $\boldsymbol{\xi}$ при передаче первого символа s_1 .

В системе координат вектора $\boldsymbol{\eta}^1$ формула для расчета условных вероятностей имеет вид произведения однократных интегралов:

$$\begin{aligned} P(i/1) &= \int_{\eta_{1ni}^1}^{\eta_{1ni}^1} w_1(\eta_1^1) d\eta_1 \int_{\eta_{2ni}^1}^{\eta_{2ni}^1} w_1(\eta_2^1) d\eta_2 \times \\ &\times \int_{\eta_{3ni}^1}^{\eta_{3ni}^1} w_1(\eta_3^1) d\eta_3 \int_{\eta_{4ni}^1}^{\eta_{4ni}^1} w_1(\eta_4^1) d\eta_4, \end{aligned}$$

где η_{li}^1 и η_{li}^1 — нижний и верхний l -е пределы интегрирования, подлежащие определению.

Первые два интеграла в их произведении равны единице, следовательно, имеем

$$P(i/1) = \int_{\eta_{3ni}^1}^{\eta_{3ni}^1} w_1(\eta_3) d\eta_3 \int_{\eta_{4ni}^1}^{\eta_{4ni}^1} w_1(\eta_4) d\eta_4. \quad (8)$$

Определим верхние и нижние границы двукратного интеграла переходной вероятности через уравнения плоскостей в четырехмерном пространстве, ограничивающих область интегрирования на примере расчета условной вероятности приема информационного символа $P(2/1)$.

Для этого выпишем уравнения плоскостей, ограничивающих область интегрирования в четырехмерной системе координат $\boldsymbol{\xi}$ из формулы для расчета $P(2/1)$, а именно [19]

$$\xi_1 - \xi_2 = 0, \quad \xi_3 - \xi_2 = 0, \quad \xi_4 - \xi_2 = 0. \quad (9)$$

Используя преобразования $\boldsymbol{\xi} = \mathbf{V}\boldsymbol{\eta}$, определяем значения составляющих вектора $\boldsymbol{\xi}$ через составляющие вектора $\boldsymbol{\eta}$. Тогда имеем

$$\begin{aligned} \xi_1 &= \frac{1}{\sqrt{2}}(\eta_2 + \eta_4); \quad \xi_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}(\eta_1 + \eta_3); \\ \xi_3 &= \frac{1}{\sqrt{2}}(\eta_2 - \eta_4); \quad \xi_4 = \frac{1}{\sqrt{2}}(\eta_1 - \eta_3). \end{aligned}$$

Подставляя данные выражения в уравнение (9), учитывая, что $\eta_1 = \eta_2 = 0$, получаем уравнения следов пересечения плоскостей в четырехмерном пространстве, ограничивающих область определе-

ния интеграла с двумерной плоскостью $(\eta_3 0 \eta_4)$, а именно $\eta_4 = \eta_3$, $\eta_4 = -\eta_3$, $\eta_3 = 0$.

Исходя из этих уравнений, можно сделать вывод, что пределы интегрирования по осям для (8)

имеют значения $\eta_{3н} = 0$, $\eta_{3в} = \infty$, $\eta_{4н} = -\eta_3$, $\eta_{4в} = \eta_3$. В выражении (8) одномерные ПВ представляются в следующем виде:

$$w_1(\eta_3) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}h_c} \exp \left(-\frac{\left(\eta_3^1 + \sqrt{2}h_c h_n \frac{1}{T} \int_0^T \cos \left(\Delta\omega_n t - \frac{2\Delta\omega_n t^2}{T} + \varphi_n \right) dt \right)^2}{2h_c^2} \right).$$

$$w_1(\eta_4) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}h_c} \exp \left(-\frac{\left(\eta_4^1 - \sqrt{2} \left[h_c^2 + h_c h_n \frac{1}{T} \int_0^T \sin \left(\Delta\omega_n t - \frac{2\Delta\omega_n t^2}{T} + \varphi_n \right) dt \right] \right)^2}{2h_c^2} \right).$$

Как найдено выше, вероятность ошибки приема первого бита состоит из двух слагаемых. Сведем выражения (1)–(3) в одно и получим

$$P_{\text{ош}}(1\text{-й бит}) = [P(4/1) + P(3/1) + P(4/2) + P(3/2) + P(1/4) + P(1/3) + P(2/4) + P(2/3)]/4.$$

Результаты непосредственных расчетов показывают одинаковость вероятностей ошибок приема первого и второго битов при кодировании по Грея [22]. Поэтому достаточно рассмотреть вероятность только одного бита.

Кроме того, результаты расчетов показывают одинаковость вида формул в следующих равенствах:

$$P(4/1) = P(2/1); \quad P(3/2) = P(1/2);$$

$$P(4/3) = P(2/3); \quad P(3/4) = P(1/4).$$

Для получения окончательной формулы для расчета переходной условной вероятности введем обычные нормированные переменные:

$$x = \frac{\eta_3 - \langle \eta_3 \rangle}{h_c}; \quad y = \frac{\eta_4 - \langle \eta_4 \rangle}{h_c}.$$

Тогда нижние $(x_{н2/1}, y_{н2/1})$, и верхние $(x_{в2/1}, y_{в2/1})$ пределы интегрирования имеют вид

$$\begin{cases} x_{н2/1} = \sqrt{2} \frac{h_n}{T} \int_0^T \cos \left(\Delta\omega_n t - \frac{2\Delta\omega_n t^2}{T} + \varphi_n \right) dt, x_{в2/1} = \infty; \\ y_{н2/1} = -x - \sqrt{2} \left\{ h_c - \frac{h_p}{T} \int_0^T \left[\cos \left(\Delta\omega_n t - \frac{2\Delta\omega_n t^2}{T} + \varphi_n \right) - \sin \left(\Delta\omega_n t - \frac{2\Delta\omega_n t^2}{T} + \varphi_n \right) \right] dt \right\}; \\ y_{в2/1} = x - \sqrt{2} \left\{ h_c + \frac{h_p}{T} \int_0^T \left[\sin \left(\Delta\omega_n t - \frac{2\Delta\omega_n t^2}{T} + \varphi_n \right) + \cos \left(\Delta\omega_n t - \frac{2\Delta\omega_n t^2}{T} + \varphi_n \right) \right] dt \right\}. \end{cases}$$

Нормированные ПВ для переменных x и y вычисляем по формулам

$$w(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp \left(-\frac{x^2}{2} \right);$$

$$w(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp \left(-\frac{y^2}{2} \right).$$

Переходные (условные) вероятности имеют аргументом параметр φ_n , например, $P(2/1, \varphi_n)$. Для исключения этого параметра применим усреднение по φ_n , стандартно приняв его равномерно

распределенной в пределах $(-\pi, \pi)$ случайной величиной [19, 20]. Тогда примем

$$P(2/1) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} P(2/1, \varphi_n) d\varphi_n.$$

По непосредственным вычислениям и построению графиков сравнения установлены следующие равенства после усреднения по φ_n :

а) для противоположных позиций в символьном созвездии –

$$P(3/1) = P(1/3) = P(4/2) = P(2/4); 16$$

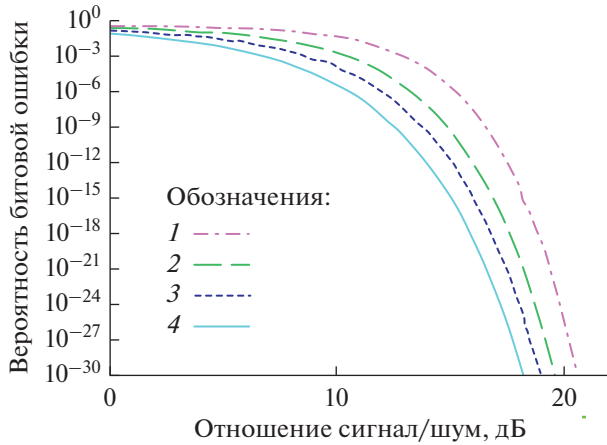


Рис. 1. Зависимости вероятностей битовой ошибки от E_b/N_0 для сигналов с QPSK-модуляцией при фиксированных уровнях помехи с ЛЧМ: 15 (1), 10 (2) и 5 дБ (3), а также для сигнала с BPSK-модуляцией (4).

б) для соседних позиций в созвездии —

$$P(4/1) = P(2/1) = P(3/2) = P(1/2) = \\ = P(4/3) = P(2/3) = P(3/4) = P(1/4).$$

Для расчета вероятности ошибки приема первого бита используем выражение:

$$P_{\text{ош}}(\text{1-й бит}) = \\ = [4P(3/1) + 4P(4/1)]/4 = P(4/1) + P(3/1).$$

Таким образом, достаточно иметь всего два вида слагаемых для получения средней вероятности ошибок приема битов, например:

$$P_{\text{ош б}} = P_{\text{ош}}(\text{1-й бит}) = P(4/1) + P(3/1).$$

На рис. 1 построены графики зависимостей средней вероятности ошибки приема бита от отношения сигнал/шум для бита $h_b^2 = E_b/N_0$ и с длительностью символа 0.004 с при фиксированных уровнях помехи с ЛЧМ и при значении девиации частоты, равном 250 Гц.

На рис. 1 представлены кривые, построенные при отсутствии помехи и при значениях помеха/шум 5, 10 и 15 дБ, и с учетом соотношения $h_c^2 = E_c/N_0 = 2E_b/N_0 = 2h_b^2$, а также представлен график вероятности битовой ошибки для сигнала с BPSK-модуляцией в отсутствие структурных помех.

Как видно из рис. 1: 1) графики имеют пороговый характер, 2) с увеличением уровня помехи средняя вероятность битовой ошибки увеличивается. Графики вероятности битовой ошибки для сигнала с BPSK-модуляцией и вероятности битовой ошибки для сигнала с QPSK-модуляцией при уровне помехи –60 дБ совпали, т.е. в отсутствие

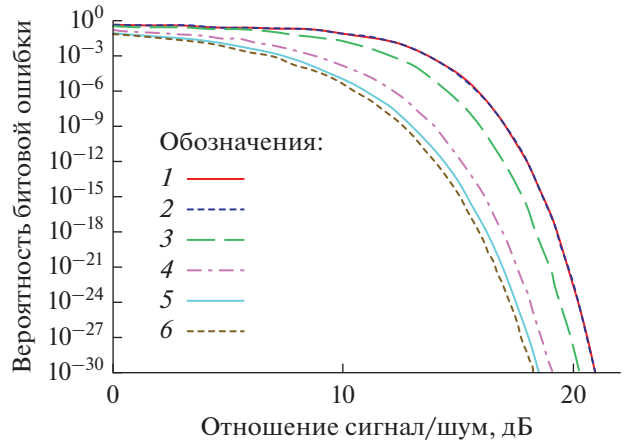


Рис. 2. Зависимости вероятностей битовой ошибки от E_b/N_0 для сигналов с QPSK-модуляцией при фиксированных значениях девиации частоты помехи с ЛЧМ: 0 (1), 10 (2), 100 (3), 1000 (4) и 4000 Гц (5), а также для сигнала с BPSK модуляцией (6).

помехи значения битовой ошибки при QPSK и BPSK, как и должно быть, одинаковы, 3) выведенные формулы дают точные значения и при любых уровнях сигнала и помехи.

На рис. 2 построены графики зависимостей вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум при различных фиксированных значениях девиации частоты помехи с ЛЧМ при следующих условиях: длительность символа сигнала составила $T = 0.004$ с; значения девиации частоты: 0, 10, 100, 1000 и 4000 Гц; отношение помеха/шум с ЛЧМ принято 10 дБ.

Кривые на графиках показывают, что при больших значениях девиации частоты влияние помехи минимально, а при малых значениях — максимально. При этом влияние помехи с ЛЧМ приближается к степени влияния когерентной гармонической помехи (с девиацией частоты — 0) [19].

Для построения графиков зависимостей средних вероятностей битовой ошибки от величины девиации частоты помехи с ЛЧМ при фиксированных значениях уровней сигнала и помехи (рис. 3) использовались следующие входные данные: отношение помеха/шум 10 дБ; отношения сигнал/шум 10, 14 и 16 дБ.

Как видно из рис. 3 максимальное подавляющее воздействие помехи на сигнал имеет место при девиации частоты в пределах 0...40 Гц.

Если в модели помехи принять коэффициент $a = 0$, то помеха становится гармонической со сдвигом частоты [25, 26]. В этом случае интеграл в выражениях для откликов интеграторов-корреляторов демодулятора легко берется и общие формулы упрощаются. При этом формулы при-

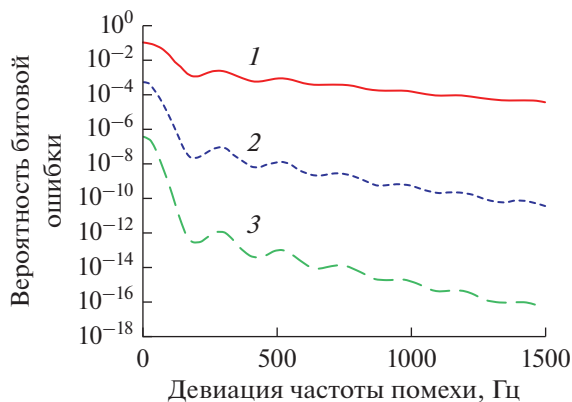


Рис. 3. Зависимости вероятностей битовой ошибки от величины девиации частоты помехи с ЛЧМ при фиксированных значениях уровней сигнала и помехи в виде отношений сигнал/шум и помеха/шум для различных уровней сигнала: 10 (1), 14 (2) и 16 дБ (3).

обретают новое качество. Они позволяют построить графики зависимости вероятности ошибки приема на бит не только от уровня сигнала, но и от величины сдвига частоты.

Методика расчета вероятности битовой ошибки, вид формул и графики через вычисление вероятности правильного решения представлены в работе [19, 20]. В данной же статье представлены результаты при использовании переходных (условных) вероятностей, позволяющих получить точные значения как при малых, так и при больших уровнях сигнала и помехи.

Проведенный анализ полученных результатов показал, что при небольших значениях девиации частоты влияния гармонической помехи и помехи с ЛЧМ мало отличаются, при больших значениях девиации частоты влияние помехи с ЛЧМ существенно меньше.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На вероятность ошибки 1-го бита наличие или отсутствие кодирования по Грея никак не сказывается. При использовании кодирования по Грея вероятности ошибок 1-го и 2-го битов одинаковы во всех точках графиков. Без использования кодирования по Грея вероятность ошибки 2-го бита больше, чем у 1-го бита [22].

Представленная корректная методика и результаты позволяют обеспечить точный расчет влияния гармонической помехи и помехи с ЛЧМ на прием радиосигнала с QPSK. Несмотря на несколько меньшую эффективность помехи с ЛЧМ ее устранение представляет теоретически и практически более сложную задачу.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Gransart C., Romero G.L., Simon E.P. et al. // IEEE Trans. 2017. V. EC-59. № 5. P. 1625.
2. Romero G., Deniau V., Stienne O. // 2019 Int. Symp. on Electromagnetic Compatibility. Barcelona. 2–6 Sep. 2019. N.Y.: IEEE, 2019. Article No. 8872052.
3. Lebl A.V., Pavic R.B., Radivojevic J.D. et al. // 2020 28th Telecommunications Forum (TELFOR) 2020. Belgrade. 24–25 Nov. Article No. 9306587.
4. Mileusnic M., Pavic B., Marinkovic-Nedelicki V. et al. // Electronics and Energetics. 2022. V. 32. № 2. P. 211.
5. Marinkovic-Nedelicki V., Lebl A., Mileusnic M. et al. // 2019 18th Int. Symp. INFOTEH-JAHORINA (INFO-TEH). East Sarajevo. 20–22 Mar. N.Y.: IEEE, 2019. Article No. 8717747.
6. Mileusnic M., Petrovic P., Pavic B. et al. // 8th Int. Sci. Conf. on Defensive Technologies OTEH. Belgrade. 11–12 Oct. Belgrade: Military Technical Inst., 2018. P. 380.
7. Lebl A., Kosjer V., Radivojevic J., Mileusnic M. // 7th Int. Conf. IcETRAN 2020. Proc. of Papers. Nis, Serbia. 28–29 Sept. 2020. V. 7. P. 740.
8. Caijie X., Aihua W., Jianping A., Yongzheng G. // 2007 Int. Conf. on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing. Shanghai. 21–25 Sep. 2007. N.Y.: IEEE, 2007. P. 1228.
9. Shan P., Beex A.A. // Proc. IEEE-SP International Symposium on Time-Frequency and Time-Scale Analysis. Pittsburgh. 9 Oct. 1998. PA. N.Y.: IEEE, 1998. P. 109.
10. Dida M.A., Hao H., Wang X., Ran T. // 2016 IEEE Information Technology. Chongqing. 20–22 May. N.Y.: IEEE, 2016. P. 298.
11. Robertson M., Brown E. // Dig. 2003 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. N.Y.: IEEE, 2003. V. 1. P. 611.
12. Lee H., Kim T.H., Choi J.W., Choi S. // 2015 IEEE Conf. Computer Communications (INFOCOM). 26 Apr.–1 May. Hong Cong. N.Y.: IEEE, 2015. P. 2407.
13. Huang S.-W., Sklivanitis G., Pados D.A., Batalama S.N. // Conf. Record 51st Asilomar Conf. Signals, Systems and Computers. 29 Oct.–1 Nov. 2017. Pacific Grove. N.Y.: IEEE, 2017. P. 1749.
14. Huang S.-W., Pados D.A. // <https://arxiv.org/pdf/1812.09592.pdf>.
15. Cheng S.-J., Wang W.-Q., Shao H.-Z. // IEEE Sensors J. 2015. V. 15. № 10. P. 5694.
16. Attar H., Solyman A. // Computer and Communications. 2017. V. 5. № 2. P. 34.
17. Ouyang X., Zhao J. // IEEE Trans. 2016. V. COM-64. № 9. P. 3946.
18. Alsharef M.A. // M-ary Chirp Modulation for Data Transmission Digitized Theses. London, Ontario:

- Western Univ., 2011. 100 p. <https://ir.lib.uwo.ca/digitizedtheses/3443>.
19. Звонарев В.В., Попов А.С. // Информационно-управляющие системы. 2021. № 1. С. 45.
20. Куликов Г.В., Нгуен Ван Зунг // Рос. технол. журн. 2018. Т. 6. № 6. С. 5.
21. Савищенко Н.В. Многомерные сигнальные конструкции: их частотная эффективность и потенциальная помехоустойчивость приема/ Под ред. Д.Л. Бураченко. СПб.: Политех. ун-т. 2005.
22. Звонарев В.В., Бродский М.С., Попов А.С. // Тр. Военно-космич. акад. им. А.Ф. Можайского. 2021. Вып. 678. С. 50.
23. Lee P.J. // IEEE Trans. 1986. V. COM-34. № 5. P. 488.
24. Скляр Б.М. Цифровая связь. М.: ИД Вильямс, 2003. С. 1099.
25. Звонарев В.В., Пименов В.Ф., Попов А.С. // Тр. Военно-космич. акад. им. А.Ф. Можайского. СПб.: ВКА им. А.Ф. Можайского. 2021. Вып. 677. С. 50.
26. Куликов Г.В., Нгуен Ван Зунг, Нестеров А.В., Лелюх А.А. // Научные технологии. 2018. № 11. С. 32.

ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

УДК 621.391.6

СОВМЕСТНОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ ОБЪЕКТОВ ПРИ КОМПЛЕКСИРОВАНИИ РЕШЕНИЙ, ВЫНОСИМЫХ СЕНСОРАМИ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЯХ

© 2023 г. В. И. Парфенов^a, *, А. А. Калининский^a

^a Воронежский государственный университет,
Университетская пл., 1, Воронеж, 394018 Российская Федерация

*E-mail: vip@phys.vsu.ru

Поступила в редакцию 12.10.2022 г.

После доработки 06.12.2022 г.

Принята к публикации 25.01.2023 г.

Разработан оптимальный комплексный алгоритм совместного обнаружения и классификации объектов при радиальной структуре беспроводных сенсорных сетей. В основе этого алгоритма лежит обработка решений о принадлежности объекта тому или иному классу отдельными сенсорами со своим весом, зависящим от характеристик сенсора. Выбор количества и типов используемых сенсоров может быть осуществлен на основе решения оптимизационной задачи, представленной в работе.

DOI: 10.31857/S0033849423100121, EDN: ETFWSU

ВВЕДЕНИЕ

Активное внедрение беспроводных сенсорных сетей (БСС) в различные сферы человеческой деятельности является непреложным фактом (см., например, [1–3] и др.). Под БСС обычно понимается распределенная сеть, состоящая из множества миниатюрных локальных сенсоров, цель которых заключается в наблюдении за определенными физическими явлениями в окружающей среде, а также исполнительных устройств, объединенных между собой радиоканалом. Подобные сети обладают значительной гибкостью, расширенным охватом области наблюдения, мобильностью, энергетической эффективностью, что способствуют активному внедрению таких сетей в промышленности, транспорте, робототехнике, жилищно-коммунальном хозяйстве, в областях военного наблюдения, обеспечения безопасности, мониторинга окружающей среды и т.д. [4, 5]. Несмотря на подобное разнообразие областей применимости БСС, их функционирование основывается на общих принципах. А именно: каждый сенсор должен обработать свои наблюдаемые данные, извлечь из них информацию о наблюдаемых объектах или явлениях, а затем передать эту информацию по радиоканалу в центральный узел (ЦУ), в котором и реализуется окончательная совместная (комплексная) обработка принятой информации и выносится окончательное решение. К типичным, решаемым с помощью БСС задачам следует отнести задачи, связанные с обнаружением, оце-

ниванием параметров или отслеживанием объекта наблюдения (цели) (см., например, [6, 7] и др.).

В то же время достаточно актуальными представляются и другие задачи, в том числе задача классификации объектов. Считается, что априори класс тестового (наблюдаемого) объекта неизвестен. Необходимо по некоторым атрибутам этого объекта выяснить, к какому классу из имеющихся в наличии ближе всего подходит этот объект. В настоящее время для решения этой задачи используются различные подходы, например, основанные на нейронных сетях [8] или такие, как “наивный байесовский классификатор”, метод “дерева принятия решений”, метод “ k ближайших соседей”, методы “Машина опорных векторов” и “Случайный лес” [9, 10] и т.д. Следует также упомянуть методы классификации, основанные на прецедентах; основанные на ассоциативных правилах; генетические алгоритмы и пр. [11]. К сожалению, большинство этих методов характеризуются излишней сложностью, что затрудняет их использование в простых сенсорах БСС. Более рациональным представляется использовать в сенсорах БСС более простые алгоритмы, относящиеся к алгоритмам последовательной классификации, такие как тест Армיתейджа, тест Рида, тест Палмера [12] и пр.

Тем не менее следует отметить, что ни один из этих алгоритмов не позволяет достичь очень высокой эффективности классификации. Поэтому представляется целесообразным использовать множество сенсоров, каждый из которых выно-

сит свое собственное решение о классе объекта наблюдения, основываясь на встроенном в нем одном из вышеперечисленных алгоритмов (например, на самом быстром из них – тесте Палмера). Окончательное же решение будет выноситься в ЦУ на основе принятой от сенсоров информации.

Целью данной работы, как раз, и является разработка оптимального комплексного алгоритма вынесения решения о классе объекта на основе данных, полученных от отдельных сенсоров. Отметим, что в работе задача ставится еще более широко, а именно: при наблюдении возможна ситуация, когда объекта в области наблюдения вообще может не быть. Следовательно, решаемая в работе задача корректно должна быть названа задачей совместного обнаружения и классификации объекта наблюдения.

Подобная задача не является абсолютно новой – существуют многочисленные исследования, посвященные решению данной проблемы. Во многих работах основной упор делается на простоту практической реализации разрабатываемых схем комплексирования: при этом используются алгоритмы типа “ k из n ”, алгоритм с постоянными весами, алгоритмы, основанные на вычислении различных расстояний типа расстояния Хэмминга [13, 14] и пр. Широко известны также алгоритмы, основанные на применении нечеткой логики [15], теории Демпстера–Шафера [16] и т.д. Исследуются также алгоритмы, основанные на использовании байесовского критерия различения гипотез [17]. Тем не менее ни в одной из известных авторам работ, не рассматривалась оптимизационная задача выбора наилучшей комбинации сенсоров различных типов, обладающих различной информационной и технологической эффективностями, обеспечивающая при этом наилучшую суммарную эффективность приема.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассмотрим беспроводную сенсорную сеть, содержащую Q сенсоров. Каждый сенсор содержит некоторый физический датчик, микропроцессор и радиопередатчик. Датчик реагирует на определенное физическое воздействие (свет, акустическое давление, магнитное поле, сейсмические колебания и пр.), преобразует его в электрический сигнал, который обрабатывается в микропроцессоре с целью вынесения определенного решения. Алгоритм вынесения решения зависит от решаемой задачи. При решении задачи совместного обнаружения и классификации объекта алгоритм должен по наблюдаемым данным вынести решение о том, есть ли вообще объект в зоне наблюдения и, если есть, определить, к какому классу он относится. Радиопередатчик сенсора предназначен для того, чтобы передать информа-

цию о принятом сенсором решении с помощью определенного вида радиосигнала в ЦУ. В данной работе мы считаем сеть радиальной, т.е. информация от каждого сенсора передается непосредственно в ЦУ, где обрабатывается по определенному правилу и где выносится окончательное решение. При этом, естественно, в радиоканале требуется использовать один из известных методов множественного доступа [18].

Как отмечалось ранее, сенсоры, в зависимости от встроенных датчиков, могут быть разных типов. Предположим, что таких типов сенсоров N . При этом в сети имеются сенсоры 1-го типа, сенсоры 2-го типа и т.д. до сенсоров N -го типа включительно. Еще раз подчеркнем, что тип сенсора полностью определяется видом встроенного в него датчика. Далее, обозначим через $K_1, K_2, \dots, K_N$ количество сенсоров 1-го, 2-го, ..., N -го типов. Для удобства перенумеруем все сенсоры следующим образом: считаем, что сенсоры с номерами $k = 1, \dots, K_1$ относятся к сенсорам 1-го типа; сенсоры с номерами $k = K_1 + 1, \dots, K_1 + K_2$ относятся к сенсорам 2-го типа; ... сенсоры с номерами

$$k = \sum_{n=1}^{N-1} K_n + 1 \dots \sum_{n=1}^N K_n = Q$$

относятся к сенсорам N -го типа.

Введем в рассмотрение $M + 1$ гипотезу вида (M – количество заранее известных классов различаемых объектов): $H_0, H_1, \dots, H_M$. Гипотеза H_0 соответствует случаю отсутствия объекта в области наблюдения; при выполнении гипотезы H_m ($m = \overline{1, M}$) в области наблюдения находится объект, относящийся к m -му классу. Далее используем следующую систему обозначений: под k будут пониматься номера сенсоров ($k = \overline{1, Q}$); под n будут пониматься номера типов сенсоров ($n = \overline{1, N}$); под m будут пониматься номера классов объектов ($m = \overline{1, M}$); под i и j будут пониматься

номера гипотез ($i, j = \overline{0, M}$). Считаем, что сенсоры, относящиеся к одному типу, имеют одинаковый известный встроенный алгоритм принятия решения в пользу одной из гипотез: $H_0, H_1, \dots, H_M$. Естественно, никакой алгоритм в реальных условиях наблюдения не может обладать абсолютной точностью. Поэтому он характеризуется соответствующими вероятностями ошибок. Обозначим $P_k(H_i | H_j)$ – вероятность вынесения сенсором с номером k решения в пользу гипотезы H_i , при условии, что на самом деле верна гипотеза H_j (напомним, что по номеру сенсора k можно однозначно определить, к какому типу он относится). Подобные вероятности должны быть известны априори, они существенно зависят как от

условий окружающей среды, так и от типа сенсора и классов различаемых объектов. Для нахождения этих вероятностей требуется проведение дополнительных (скорее всего, натурных) исследований. Эта проблема выходит за рамки решаемой задачи, поэтому считаем все вероятности $P_k(H_i|H_j)$ ($k = \overline{1, Q}; i, j = \overline{0, M}$) известными.

2. СИНТЕЗ АЛГОРИТМА СОВМЕСТНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ И КЛАССИФИКАЦИИ ОБЪЕКТОВ

Итак, k -й сенсор на основе встроенного алгоритма по наблюдаемым данным выносит определенное решение u_k . Причем это решение может быть одним из следующих: $u_k(0)$ либо $u_k(1)$..., либо $u_k(M)$. Если решение $u_k = u_k(j)$, то это означает, что k -й сенсор вынес решение в пользу гипотезы H_j ($j = \overline{0, M}$). Введем в рассмотрение вектор $\mathbf{u} = (u_1, u_2, \dots, u_N)$, компонентами которого являются случайные величины u_k , $k = \overline{1, Q}$. Учитывая независимость измерений, осуществляемых отдельными сенсорами, запишем выражение для функции правдоподобия (ФП), определенной при условии истинности гипотезы H_j , в виде произведения соответствующих условных вероятностей:

$$\Lambda(\mathbf{u}|H_j) \equiv \Lambda_j = \prod_{k=1}^Q P_k(H_{u_k}|H_j), \quad (1)$$

где $P_k(H_{u_k}|H_j)$ – вероятность вынесения решения k -м сенсором в пользу гипотезы H_{u_k} , при условии, что на самом деле справедлива гипотеза H_j .

Далее предполагаем, что все каналы типа “ k -й сенсор–ЦУ” являются идеальными. Вероятности $P_k(H_i|H_j)$, как уже отмечалось, известны. При синтезе алгоритма классификации объектов, сводящегося к алгоритму различения соответствующих гипотез, часто используют критерий минимума среднего риска (критерий Байеса) [19]:

$$\bar{R} = \sum_{i=0}^M \sum_{j=0}^M p_j \Pi_{ij} P(H_i|H_j),$$

где $P(H_i|H_j)$ – вероятность того, что комплексный алгоритм вынес решение в пользу гипотезы H_i , при условии, что верна гипотеза H_j ; p_j – априорные вероятности выполнения гипотез H_j ; Π_{ij} – риски (потери) от перепутывания i -й гипотезы с j -й. Далее, аналогично [19], введем в рассмотрение Q -мерное пространство, в котором лежат все возможные значения вектора $\mathbf{u}$, и разобьем его на $M+1$ непересекающихся подобластей U_i . При этом, если в результате измерений точка

$\mathbf{u}$ попадет в подпространство U_i , то комплексный алгоритм примет решение в пользу H_i . Средний риск в этом случае может быть записан в виде

$$\bar{R} = \sum_{i=0}^M \sum_{j=0}^M p_j \Pi_{ij} \sum_{l \in D(i)} \Lambda(u_l|H_j),$$

где $D(i)$ – наборы индексов всех точек, относящихся к подпространству U_i . Алгоритм оптимального разбиения Q -мерного пространства на $M+1$ подпространств в соответствии с [19] имеет вид: принимается решение в пользу H_m , если для всех $m = \overline{1, M}$ выполняются неравенства вида

$$\sum_{i=1}^M (\Pi_{ij} - \Pi_{im}) y_i \geq (\Pi_{0m} - \Pi_{0j}), \quad j = \overline{0, M}, \quad j \neq m. \quad (2)$$

Здесь $y_i = p_i \Lambda(\mathbf{u}|H_j) / p_0 \Lambda(\mathbf{u}|H_0)$ – отношение апостериорных вероятностей для гипотез H_j и H_0 .

Если ни для какого $m = \overline{1, M}$ неравенства (2) несправедливы, то выносится решение в пользу гипотезы H_0 .

Синтезированный байесовский алгоритм зависит от ряда параметров (потерь Π_{ij} , априорных вероятностей p_j), обоснованный выбор которых бывает затруднен. Поэтому часто используются более простые алгоритмы, не требующие такого количества информации. Так, если плата за неправильные решения одинакова, т.е. $\Pi_{ij} = \Pi_{ji} = \Pi$, $i \neq j$, а плата за правильные решения нулевая, т.е. $\Pi_{ii} = 0$, то мы приходим к алгоритму по максимуму апостериорной вероятности (МАВ): вычисляются все значения y_i , находится среди них максимальная y_i и сравнивается с 1. Если $y_i > 1$, то выносится решение в пользу гипотезы H_i , в противном случае – в пользу гипотезы H_0 . Если, дополнительно, принять априорные вероятности одинаковыми, т.е. $p_j = p$, то придем к алгоритму максимального правдоподобия (МП), который заключается в поиске логарифма отношения правдоподобия (ЛОП)

$$\begin{aligned} L_m &= \ln \left(\frac{\Lambda_m}{\Lambda_0} \right) = \sum_{k=1}^Q \ln \left(\frac{P_k(H_{u_k}|H_m)}{P_k(H_{u_k}|H_0)} \right) = \\ &= \sum_{n=1}^N \sum_{j=0}^M \sum_{k \in I_j^{(n)}} \ln \left(\frac{P_k(H_j|H_m)}{P_k(H_j|H_0)} \right), \quad m = \overline{1, M}. \end{aligned} \quad (3)$$

Здесь $I_j^{(n)}$ – множество индексов номеров сенсоров n -го типа, вынесших решение в пользу объекта j -го класса ($j = \overline{0, M}$). Отметим, что, если $j = 0$, то это означает, что сенсор вынес решение об отсутствии объекта в зоне наблюдения. Комплексный алгоритм максимального правдоподобия совместного обнаружения и классификации объек-

тов, используемый в ЦУ, будет функционировать следующим образом. В ЦУ поступают все Q решений u_k от всех сенсоров, т.е. в ЦУ становится известным, какие сенсоры, какие решения вынесли (возможно, ошибочно). На этой основе в ЦУ вычисляются M величин L_m (3) ($m = \overline{1, M}$). Далее среди этих величин находится максимальная величина с некоторым номером $\hat{m}$: $\max L_m = L_{\hat{m}}$. Если $L_{\hat{m}} > 0$, то выносится окончательное решение в пользу гипотезы $H_{\hat{m}}$. Если $L_{\hat{m}} \leq 0$, то окончательное решение выносится в пользу гипотезы H_0 . Далее остановимся на исследовании этого самого простого — МП-алгоритма (3); байесовский алгоритм и алгоритм МАВ здесь подробно не рассматриваем.

Рассмотрим некоторые частные случаи. Будем полагать, что вероятности $P_k(H_i|H_j)$ для сенсоров одного класса одинаковы, при этом будем их обозначать как $P_k(H_i|H_j) = P^{(n)}(H_i|H_j)$, если номера сенсоров принадлежат множеству

$$k \in \left[\sum_{n=1}^n K_{n1} + 1 \dots \sum_{n=1}^N K_{n1} \right], \quad n = 1, \dots, N,$$

(используем это предположение исключительно в целях упрощения выкладок).

Пример 1. $N = 1, M = 1$. В этом случае имеется всего один тип сенсоров и один класс объектов. Несложно заметить, что при этом задача классификации вырождается в стандартную задачу обнаружения объекта определенного класса совокупностью Q сенсоров одного и того же типа. Из (3) следует, что комплексный алгоритм в данном случае заключается в вычислении случайной величины

$$L_1 = K_{01} \ln \left(\frac{P^{(1)}(H_0|H_1)}{P^{(1)}(H_0|H_0)} \right) + K_{11} \ln \left(\frac{P^{(1)}(H_1|H_1)}{P^{(1)}(H_1|H_0)} \right), \quad K_{01} + K_{11} = Q, \quad (4)$$

которая сравнивается с нулевым порогом, и если порог превышен, то выносится решение о том, что объект в зоне наблюдения присутствует. В противном случае выносится окончательное решение об отсутствии объекта. В (4) и далее используется следующее обозначение: K_{jn} — количество сенсоров n -го типа, вынесших решения в пользу гипотезы H_j ($n = \overline{1, N}, j = \overline{0, M}$). Для реализации алгоритма (4) требуется знать вероятность ложной тревоги $P^{(1)}(H_1|H_0)$ и вероятность пропуска цели $P^{(1)}(H_0|H_1)$. Сравнение алгоритма (4) с классическим алгоритмом Чэйд-Варшни [6, 20] свидетельствует о том, что они полностью иден-

тичны. Следует отметить, что задача обнаружения объекта, к которой свелась рассматриваемая задача классификации в этом случае, не является приоритетной в данной работе, это всего лишь частный случай рассматриваемой задачи. Поэтому для сохранения единообразия во всей статье принято использовать для оценки качества всех синтезированных алгоритмов один и тот же критерий для выбора порога — критерий минимума полной вероятности ошибки. При желании может быть применен и любой другой критерий, в частности, критерий Неймана—Пирсона [19].

Пример 2. $N = 2, M = 1$. В этом случае опять приходим к задаче обнаружения объекта, относящегося к определенному классу; однако для решения этой задачи используются сенсоры двух типов. Алгоритм обнаружения в этом случае сводится к вычислению величины

$$L_1 = \sum_{n=1}^2 \left\{ K_{0n} \ln \left(\frac{P^{(n)}(H_0|H_1)}{P^{(n)}(H_0|H_0)} \right) + K_{1n} \ln \left(\frac{P^{(n)}(H_1|H_1)}{P^{(n)}(H_1|H_0)} \right) \right\}, \quad (5)$$

$$\begin{aligned} K_{01} + K_{11} &= K_1 \\ K_{02} + K_{12} &= K_2 \\ K_1 + K_2 &= Q \end{aligned}$$

и сравнении ее с нулевым порогом. Если порог превышен, то выносится решение о наличии объекта, в противном случае — решение о его отсутствии. Для реализации этого алгоритма требуется знание вероятностей ложной тревоги и пропуска сигнала для сенсоров обоих типов.

Пример 3. $N = 1, M = 2$. Это уже задача совместного обнаружения и классификации. Здесь требуется определить, к какому классу объектов относится данный — к первому, второму или вообще объект отсутствует, однако для решения используется лишь один тип сенсоров. В соответствии с (3) требуется найти две случайные величины вида

$$L_m = K_{01} \ln \left(\frac{P^{(1)}(H_0|H_m)}{P^{(1)}(H_0|H_0)} \right) + K_{11} \ln \left(\frac{P^{(1)}(H_1|H_m)}{P^{(1)}(H_1|H_0)} \right) + K_{21} \ln \left(\frac{P^{(1)}(H_2|H_m)}{P^{(1)}(H_2|H_0)} \right), \quad (6)$$

$$m = 1, 2, \quad K_{01} + K_{11} + K_{21} = Q,$$

определить из них наибольшую и сравнить ее с нулевым порогом. Если $L_1 > L_2$ и $L_1 > 0$, то выносится решение о том, что в зоне наблюдения присутствует объект первого класса; если $L_2 > L_1$ и $L_2 > 0$, то присутствует объект второго класса; если $\max(L_1, L_2) < 0$, то выносится решение об отсутствии объекта в зоне наблюдения.

На основе (3) могут быть получены и другие, более сложные алгоритмы совместного обнаружения и классификации при любых $N, M \geq 2$. Отметим, что для их практической реализации требуется

лишь знать вероятности ошибок $P^{(n)}(H_i|H_j)$ для всех $n = \overline{1, N}$ и $i, j = \overline{0, M}$, а также, приняв сигналы от сенсоров, сосчитать, сколько и какие сенсоры вынесли решение в пользу соответствующей гипотезы, т.е. найти K_{jn} .

3. АНАЛИЗ АЛГОРИТМА СОВМЕСТНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ И КЛАССИФИКАЦИИ ОБЪЕКТОВ

Перейдем теперь к определению эффективности синтезированных алгоритмов, основанных на вычислении (3). В качестве меры эффективности будем использовать среднюю вероятность ошибки

$$P_e = 1 - \sum_{i=0}^M P_i / (M + 1),$$

где P_i – вероятность правильного вынесения решения в пользу гипотезы H_i , при условии выполнения этой же гипотезы в действительности. Для этого необходимо находить вероятности вида

$$P[L_{\hat{m}} - \max, L_{\hat{m}} > 0 | H_m] \text{ и } P[L_{\hat{m}} - \max, L_{\hat{m}} < 0 | H_0], \quad m = \overline{1, M}.$$

Здесь запись вида “ $L_{\hat{m}} - \max$ ” означает, что величина ЛОП $L_{\hat{m}}$ максимальна среди всех остальных L_m . К сожалению, аналитических выражений для этих вероятностей найти не удастся. В связи с этим характеристики эффективности синтезированного алгоритма находили с помощью ком-

пьютерного моделирования. При этом априори задавались следующие параметры: N – количество типов используемых сенсоров; M – количество классов возможных объектов; $P^{(n)}(H_i|H_j)$ – вероятности ошибок ($i, j = \overline{0, M}$); K_m – количество сенсоров m -го типа ($m = \overline{1, M}$). Величины K_{jn} находили программным образом путем формирования случайных величин с биномиальным распределением на основе соответствующих вероятностей $P^{(n)}(H_i|H_j)$ при заданной гипотезе H_j .

Далее было принято, что максимальное количество типов сенсоров, участвующих в работе, равно трем, максимально возможное количество различаемых классов объектов тоже равно трем. Условно назовем 1-й тип сенсоров “дешевым”, 2-й – “умеренно дорогим”, а 3-й – “дорогим”. Названия носят условный характер: чем больше номер n , тем выше эффективность обнаружения. Кроме того, будем считать, что объект, относящийся к первому классу, не очень хорошо обнаруживается сенсорами любого типа. Объект, относящийся ко второму классу, обнаруживается любым типом сенсоров несколько лучше. Наилучшим качеством обнаружения обладает объект, который отнесем к третьему классу объектов. Более конкретно, положим вероятности ошибок для всех возможных типов сенсоров и классов объектов следующими:

– первый тип объекта:

$$\begin{aligned} P^{(1)}(H_0|H_1) &= 10^{-1} & P^{(1)}(H_2|H_1) &= 10^{-1} & P^{(1)}(H_3|H_1) &= 6 \times 10^{-2} \\ P^{(2)}(H_0|H_1) &= 10^{-2} & P^{(2)}(H_2|H_1) &= 10^{-2} & P^{(2)}(H_3|H_1) &= 6 \times 10^{-3} \\ P^{(3)}(H_0|H_1) &= 5 \times 10^{-3} & P^{(3)}(H_2|H_1) &= 5 \times 10^{-3} & P^{(3)}(H_3|H_1) &= 5 \times 10^{-3} \end{aligned}$$

– второй тип объекта:

$$\begin{aligned} P^{(1)}(H_0|H_2) &= 6 \times 10^{-2} & P^{(1)}(H_1|H_2) &= 10^{-1} & P^{(1)}(H_3|H_2) &= 6 \times 10^{-2} \\ P^{(2)}(H_0|H_2) &= 6 \times 10^{-3} & P^{(2)}(H_1|H_2) &= 10^{-2} & P^{(2)}(H_3|H_2) &= 6 \times 10^{-3} \\ P^{(3)}(H_0|H_2) &= 5 \times 10^{-3} & P^{(3)}(H_1|H_2) &= 5 \times 10^{-3} & P^{(3)}(H_3|H_2) &= 5 \times 10^{-3} \end{aligned}$$

– третий тип объекта:

$$\begin{aligned} P^{(1)}(H_0|H_3) &= 10^{-2} & P^{(1)}(H_1|H_3) &= 6 \times 10^{-2} & P^{(1)}(H_2|H_3) &= 10^{-1} \\ P^{(2)}(H_0|H_3) &= 10^{-3} & P^{(2)}(H_1|H_3) &= 6 \times 10^{-3} & P^{(2)}(H_2|H_3) &= 10^{-2} \\ P^{(3)}(H_0|H_3) &= 5 \times 10^{-3} & P^{(3)}(H_1|H_3) &= 5 \times 10^{-3} & P^{(3)}(H_2|H_3) &= 5 \times 10^{-3} \end{aligned}$$

– объекта нет ($n = 0$): все вероятности ошибок в этом случае предполагаются одинаковыми, равными 10^{-1} .

В качестве примера приведем следующую ситуацию. Примером 1-го типа сенсора (“недорого-

го”) может служить магнитный сенсор. В качестве “умеренно дорогого” сенсора может выступать сейсмический сенсор. И, наконец, примером 3-го типа сенсора (“дорогого”) может служить активный ультразвуковой (или инфракрасный)

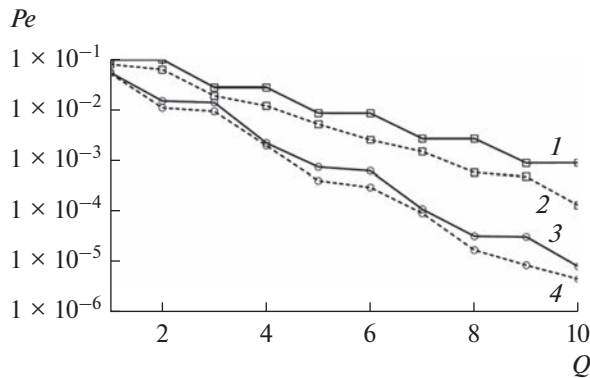


Рис. 1. Зависимость вероятности средней ошибки при обнаружении объекта от количества используемых сенсоров одного типа: кривые 1 и 2 — обнаружение объектов соответственно первого и второго классов сенсорами 1-го типа, кривые 3 и 4 — обнаружение объектов соответственно первого и второго классов сенсорами 2-го типа.

сенсор. Примерами трех рассмотренных выше классов объектов могут являться следующие: к первому классу можно отнести человека, ко второму — легковой автомобиль, а к третьему — грузовой автомобиль.

При моделировании при одних и тех же значениях параметров N , M и K_m ($m = \overline{1, M}$) количество испытаний (опытов) было равно 10^6 . Рассмотрим результаты моделирования. Сначала приведем результаты для алгоритма обнаружения объекта совокупностью сенсоров. Так, на рис. 1 представлена зависимость вероятности средней ошибки от количества используемых сенсоров Q одного типа.

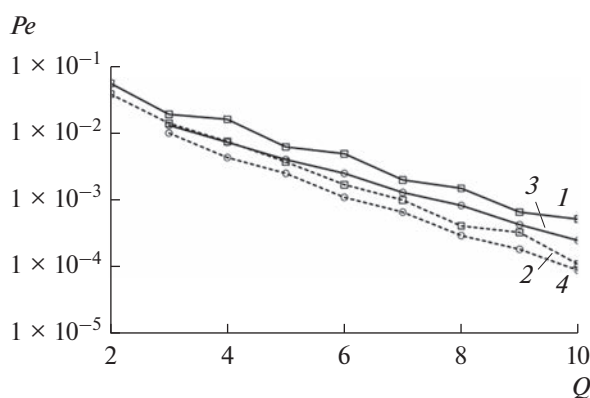


Рис. 2. Зависимость вероятности средней ошибки при обнаружении объекта от количества используемых сенсоров разных типов: кривые 1 и 2 — обнаружение объекта соответственно первого и второго классов совокупностью сенсоров, относящихся к 1-му и 2-му типам; кривые 3 и 4 — обнаружение объекта соответственно первого и второго классов совокупностью сенсоров, относящихся к 1-му, 2-му и 3-му типам.

На рис. 2 приведены результаты моделирования той же задачи обнаружения объекта, относящегося к заранее известному классу, но теперь совокупностью сенсоров разных типов. В частности, показаны вероятности ошибки обнаружения объекта первого (кривая 1) и второго (кривая 2) классов совокупностью сенсоров, относящихся к первому и второму типам. При этом при любом заданном Q использовался всего один “умеренно дорогой” сенсор, следовательно, количество “недорогих” сенсоров было равно $Q - 1$. На этом же рисунке показана вероятность средней ошибки обнаружения объекта первого (кривая 3) и второго (кривая 4) классов совокупностью сенсоров, относящихся к сенсорам 1-го, 2-го и 3-го типов. Причем выбиралось лишь по одному сенсору, относящемуся к 3-му и 2-му типам. Остальные $Q - 2$ сенсоров относились к сенсорам 1-го типа. Как следует из анализа этого рисунка, замена даже одного “недорогого” сенсора более “дорогим” способствует повышению эффективности обнаружения объекта. Для повышения эффективности обнаружения, как показывают исследования, следует либо увеличивать количество используемых сенсоров в сети, либо заменять “недорогие” сенсоры на “умеренно дорогие” или “дорогие” сенсоры.

Теперь рассмотрим результаты моделирования задачи совместного обнаружения и классификации объектов. Сначала примем, что имеются в наличии только сенсоры 1-го типа (“недорогие”) и следует различать два класса объектов, первый и второй (см. рис. 3, кривая 1). Аналогичная вероятность при условии, что различению подвергаются три

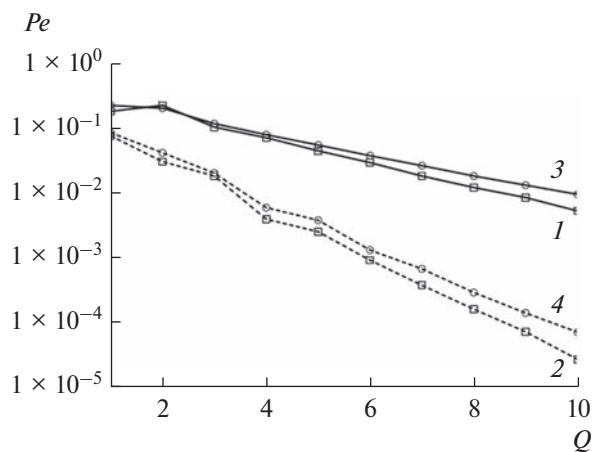


Рис. 3. Зависимость вероятности средней ошибки при совместном обнаружении и классификации объектов от количества используемых в совокупности сенсоров (при использовании сенсоров одного типа): кривые 1 и 2 — с использованием соответственно 1-го и 2-го типа сенсоров различению подвергаются два класса объектов, первый и второй; кривые 3 и 4 — с использованием соответственно 1-го и 2-го типа сенсоров различению подвергаются три класса объектов.

класса объектов, показана кривой 3. Представлены также аналогичные результаты в случае использования сенсоров только 2-го типа, “умеренно дорогих” (кривые 2 и 4). Сравнение рис. 1 и 3 свидетельствует о том, что при переходе от задачи обнаружения к задаче классификации вероятность ошибки увеличивается незначительно. Кроме того, с увеличением количества различаемых классов объектов вероятность ошибки также увеличивается, но, опять же, незначительно.

Рассмотрим теперь, как влияет увеличение количества типов используемых сенсоров на эффективность алгоритма совместного обнаружения и классификации объектов. С этой целью на рис. 4 показана вероятность ошибки при различении объектов двух классов при использовании сенсоров двух типов (кривая 1); количество “умеренно дорогих” сенсоров при каждом Q равно одному, все остальные $Q - 1$ сенсоров относятся к “недорогим”. Аналогичная зависимость только при условии, что задаче совместного обнаружения и различения подвержены три класса объектов (также при использовании всего двух типов сенсоров) показана кривой 2. Также на этом же рисунке представлена вероятность средней ошибки, если используются три разных типа сенсоров (при любом количестве Q сенсоров 2-го и 3-го типа было по одному соответственно), а задаче различения подвержены два класса объектов (кривая 3). Аналогичная вероятность, если также для решения этой задачи используются три типа сенсоров, но различить необходимо объекты, относящиеся к трем разным классам, показана кривой 4. Анализ этого рисунка и сравнение его с рис. 3 свидетельствует о следующем. Увеличение количества типов используемых сенсоров приводит к увеличению эффективности классификации. Увеличение же количества различаемых объектов с двух до трех при одинаковом количестве разных типов сенсоров приводит к увеличению вероятности ошибки примерно в 1.2...3 раза в зависимости от Q .

Для удобства восприятия приведенной графической информации в табл. 1 перечислены классы различаемых объектов и номера сенсоров для каждой кривой всех четырех приведенных ранее рисунков.

Имеющиеся результаты не только подтверждают интуитивно понятные выводы о повышении эффективности при замене “недорогих” сенсоров более “дорогими”, но и позволяют определить, какое количество “недорогих” сенсоров следует заменить более “дорогими”, чтобы повысить эффективность обнаружения в нужное количество раз. Действительно, рассмотрим следующую оптимизационную задачу. Будем искать множество сенсоров

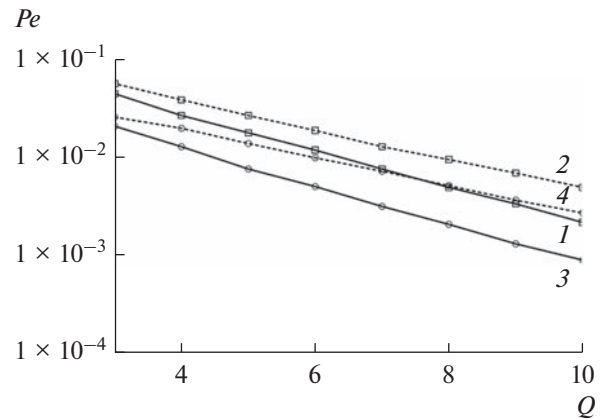


Рис. 4. Зависимость вероятности средней ошибки при совместном обнаружении и классификации объектов от количества используемых в совокупности сенсоров (при использовании сенсоров разных типов): кривые 1 и 2 – различение объектов соответственно двух и трех классов при использовании сенсоров двух типов, кривые 3 и 4 – различение объектов соответственно двух и трех классов при использовании сенсоров трех типов.

$\mathcal{H}$, удовлетворяющих условию $\arg \min_{\mathcal{H}} P_e(\mathcal{H})$, при ограничениях вида

$$Q(\mathcal{H}) = \sum_{n=1}^N K_n \leq Q_{\max}, \quad C(\mathcal{H}) \leq C_{\max}.$$

Здесь $\mathcal{H} = (K_1, K_2, \dots, K_N)$ – множество используемых сенсоров (K_n – количество используемых

Таблица 1. Краткий перечень кривых всех приведенных рисунков и условий, при которых они были получены

Номер рисунка	Номер кривой	Класс различаемых объектов	Типы сенсоров
Рис. 1	1	1	1
	2	2	1
	3	1	2
	4	2	2
Рис. 2	1	1	1, 2
	2	2	1, 2
	3	1	1, 2, 3
	4	2	1, 2, 3
Рис. 3	1	1, 2	1
	2	1, 2	2
	3	1, 2, 3	1
	4	1, 2, 3	2
Рис. 4	1	1, 2	1, 2
	2	1, 2, 3	1, 2
	3	1, 2	1, 2, 3
	4	1, 2, 3	1, 2, 3

сенсоров n -го типа, некоторые из этих величин могут принимать значения 0); $P_e(\mathcal{H})$ — средняя вероятность ошибки, достигаемая системой при таком множестве $\mathcal{H}$; $Q(\mathcal{H})$ — полное количество всех используемых сенсоров; $Q_{\max}$ — максимальное разрешенное количество используемых сенсоров; $C(\mathcal{H}) = \sum_{n=1}^N C_n K_n$ — суммарные затраты при использовании всех N типов сенсоров, причем C_n — затраты при использовании всего одного сенсора n -го типа; $C_{\max}$ — максимальные допустимые затраты всей системы. Решение подобной оптимизационной задачи позволит определить, сколько сенсоров и каких типов требуется использовать в системе для достижения минимума вероятности ошибки при наличии ограничений на максимальное количество используемых сенсоров и максимальных затрат.

Приведем некоторые результаты решения подобной задачи. Зафиксируем максимальное количество сенсоров, которые можно использовать: $Q_{\max} = 5$, и будем варьировать суммарные затраты: $C_{\max} = 3, 5$ или 6 , положив затраты для сенсоров 1-го, 2-го и 3-го типов равными соответственно 1, 2 и 3 (затраты выражены в безразмерных условных величинах). Тогда можно сформулировать некоторые выводы по результатам решения оптимизационной задачи. Если $N = 1$, т.е. используется всего один тип сенсоров, то результат очевиден: необходимо использовать максимально возможное количество сенсоров, удовлетворяющее условию $Q = \max(Q_{\max}, C_{\max})$. При $N = 2$, т.е. при возможности выбора типов сенсоров, результат следующий: при $C_{\max} = 3$ необходимо использовать $K_1 = 1, K_2 = 1$, при $C_{\max} = 5$ — $K_1 = 1, K_2 = 2$, наконец, при $C_{\max} = 6$ необходимо выбирать $K_1 = 0, K_2 = 3$. Причем этот результат слабо зависит от количества классов объектов M (по крайней мере, при их небольшом числе, $2 \dots 3$). Если $N = 3$, т.е. имеется возможность выбора из трех типов сенсоров, то результат следующий (при $M = 3$). При $C_{\max} = 3$ необходимо выбирать $K_1 = 0, K_2 = 0, K_3 = 1$; при $C_{\max} = 5$: $K_1 = 1, K_2 = 2, K_3 = 0$; при $C_{\max} = 6$: $K_1 = 0, K_2 = 3, K_3 = 0$. Кроме того, как показывают расчеты, при фиксированном $C_{\max}$ результаты решения оптимизационной задачи слабо зависят от $Q_{\max}$.

Анализ представленных результатов приводит к следующим выводам. Во-первых, на результат решения оптимизационной задачи большее влияние оказывают ограничения на затраты, чем ограничения на количество сенсоров. Во-вторых, количество классов различаемых объектов слабо влияет на выбор типов сенсоров. В-третьих, некоторые рекомендации по выбору типов и коли-

чества используемых сенсоров сформулировать можно (например, в рассматриваемых условиях рекомендуется выбирать как можно больше сенсоров второго типа). Однако при изменении условий функционирования сети результат предсказать без непосредственного решения оптимизационной задачи практически маловероятно.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Итак, применение комплексирования решений в БСС позволяет добиться увеличения эффективности алгоритма совместного обнаружения и классификации объектов. Разработанный комплексный алгоритм при радиальной структуре БСС весьма прост. Необходимое для его функционирования количество априорной информации не очень велико. Необходимо знать полное количество сенсоров, количество и номера сенсоров, относящихся к одному и тому же классу, количество различаемых классов объектов, вероятности ошибок различения объектов отдельными сенсорами. Каждый сенсор должен передавать в ЦУ достаточно простой радиосигнал: основная информация, заложенная в нем, заключается в номере гипотезы, в пользу которой сенсор вынес свое решение. В ЦУ по принятым данным необходимо всего лишь сосчитать, сколько и какие типы сенсоров вынесли решения в пользу соответствующей гипотезы. Компьютерное моделирование синтезированного алгоритма показало его достаточно высокую эффективность. Показано, что повышение эффективности классификации объектов возможно разными способами: либо путем увеличения общего количества используемых сенсоров, либо путем замены “недорогих” сенсоров более дорогими. Решение оптимизационной задачи позволяет определить, сколько сенсоров и каких типов целесообразно использовать в БСС для достижения заданной эффективности. Наконец, следует отметить следующее. В данной работе все каналы связи “ k -й сенсор—ЦУ” предполагались идеальными. Естественно, такое предположение представляется малореальным. Следовательно, в дальнейшем целесообразно устранить этот недостаток. А именно: синтезировать алгоритм совместного обнаружения и классификации с учетом помех в таких каналах аналогично работам [21, 22]. Еще одним возможным направлением исследований является рассмотрение других способов построения сети — не радиальной, как в данной работе, а, например, последовательной (магистральной).

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Yaraly A.* Wireless Sensor Networks (WSN): Technology and Applications. N.Y.: Nova Sci. Publ. Inc., 2021.
2. *Лухтиндер Б.Я., Киричек Р.В., Федотов Е.Д. и др.* Беспроводные сенсорные сети. М.: Горячая Линия-Телеком, 2020.
3. *Sreeja B.P., Jakyakumar L., Devi G.S.* // Intern. J. Pure Appl. Mathem. 2018. V. 118. № 11. P. 385.
4. *Arampatzis Th., Lygeros J., Manesis S.* // Proc. 13th Mediterranean Conf. on Control and Automation Intelligent Control. Limassol. 27–29 Jun. N.Y.: IEEE. 2005. P. 27.
<https://doi.org/10.1109/.2005.1467103>
5. *Logambal M., Thiagarasu Dr. V.* // Intern. J. of Engineering Sciences & Research Technology. 2017. V. 6. № 3. P. 35.
<https://doi.org/10.5281/zenodo.345688>
6. *Chair Z., Varshney P.K.* // IEEE Trans. 1986. V. TAES-31. № 1. P. 98.
<https://doi.org/10.1109/TAES.1986.310699>
7. *Sriranga N., Nagananda K.G., Blum R.S. et al.* // Proc. 21st Int. Conf. Inf. Fusion. Cambridge. 10–13 Jul. N.Y.: IEEE, 2018. P. 1541.
<https://doi.org/10.23919/ICIF.2018.8454976>
8. *Аггарвал Ч.* Нейронные сети и глубокое обучение. М.: Диалектика, 2020.
9. *Wu X., Kumar V., Ross Q.J. et al.* // Knowledge Inform. Systems. 2008. V. 14. № 1. P. 1.
<https://doi.org/10.1007/s10115-007-0114-2>
10. *Eibe F., Witter I.* Data Mining. Practical Machine Learning Tools and Techniques. Waltham: Morgan Kaufmann Publ., 2005.
11. *Калан Р.* Основные концепции нейронных сетей. М.: ИД “Вильямс”, 2003.
12. *Фу К.* Последовательные методы в распознавании образов и обучение машин. М.: Наука, 1971.
13. *Kitter J., Hatef M., Duin R.P.W., Matas J.* // IEEE Trans. 1998. V. PAMI-20. № 3. P. 226.
<https://doi.org/10.1109/34.667881>
14. *Wang T-Y., Han Y.S., Chen B., Varshney P.K.* // IEEE Trans. 2006. V. WC-5. № 7. P. 1695.
<https://doi.org/10.1109/TWC.2006.1673081>
15. *Gok J., Yazici A., Cosar A., George R.* // IEEE World Congress on Computational Intelligence. Barcelona, Spain. 18–23 Jul. 2010.
<https://doi.org/10.1109/FUZZY.2010.5583956>
16. *Gutta S., Cheng Qi.* // 15th Intern. Conf. on Information Fusion. Singapore. 9–12 Jul. 2012. P. 1519.
17. *Javaid A., Javaid N., Wadud Z. et al.* // Sensors. 2019. V. 19. № 6. P. 1334.
<https://doi.org/10.3390/s19061334>
18. *Скляр Б.* Цифровая связь: Теоретические основы и практическое применение. М.: ИД “Вильямс”, 2003.
19. *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Сов. радио, 1975. Кн. 2.
20. *Парфенов В.И., Ле В.Д.* // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2020. Т. 23. № 2. С. 49.
<https://doi.org/10.18469/1810-3189.2020.23.2.49-54>
21. *Парфенов В.И., Ле В.Д.* // Компьютерная оптика. 2021. Т. 45. № 3. С. 364.
<https://doi.org/10.18287/2412-6179-CO-788>
22. *Parfenov V.I., Le V.D.* // Int. J. Sensor Networks. 2022. V. 38. № 2. P. 71.
<https://doi.org/10.1504/IJSNET.2022.121157>

СВЕРХМОЩНЫЙ КЛИСТРОН X-ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН С ВЫХОДНОЙ ИМПУЛЬСНОЙ МОЩНОСТЬЮ НЕ МЕНЕЕ 3 МВт: ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТ

© 2023 г. Д. А. Комаров^а, Е. П. Якушкин^а, Ю. Н. Парамонов^{а, *},
С. В. Сурков^а, Д. А. Калашников^а

^а Научно-производственное предприятие “Торий”,
ул. Обручева, 52, стр. 2, Москва, 117342 Российская Федерация

*E-mail: paramonov.yn@toriy.ru

Поступила в редакцию 11.07.2022 г.

После доработки 18.01.2023 г.

Принята к публикации 25.02.2023 г.

Представлены результаты численного моделирования многолучевого клистрона X-диапазона длин волн. Дан анализ нового принципа построения пространства взаимодействия, позволяющего обеспечить высокое значение КПД без использования резонаторов второй гармоники. Представлены результаты экспериментального исследования разработанного 25-лучевого клистрона КИУ-283 с пиковой мощностью 3.0 МВт на частоте 9300 МГц с электронным КПД 58%.

DOI: 10.31857/S0033849423080065, EDN: UWBXIQ

ВВЕДЕНИЕ

Клистронные усилители благодаря высокому уровню выходной импульсной сверхвысокочастотной (СВЧ) мощности и высокой стабильности сигнала находят широкое применение в гражданском оборудовании (медицинские комплексы, досмотровые комплексы, комплексы стерилизации и т.д.). В то же время одной из проблем клистронов остается низкий уровень коэффициента полезного действия (КПД) прибора СВЧ, что вынуждает потребителей использовать дорогостоящие и громоздкие источники питания. Несмотря на значительный опыт в изучении возможности повышения КПД, проблема до сих пор остается актуальной.

Существующие на данный момент методы с применением резонаторов на высших гармониках [1, 2], хоть и позволяют получать высокий КПД без значительного увеличения пространства дрейфа, но с трудом применимы в многолучевых клистропах (МЛК). Связано это с тем, что радиальные размеры МЛК ограничены размерами катода — плотность тока катода не должна превышать 20 А/см². Кроме того, необходимо обеспечивать конструктивный запас при изготовлении катодных обоев с числом лучей более 18. Помимо этого, на резонаторы второй и третьей гармоники клистронов коротковолнового диапазона накладываются жесткие требования к допускам на значения частоты. Отклонения резонатора по частоте приводят к резкому спаду КПД.

Цель данной работы разработка клистрона X-диапазона длин волн с выходной мощностью 3 МВт с помощью нового принципа построения пространства взаимодействия с использованием инверсии частот, что позволяет получать высокий КПД.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В связи с большим интересом освоения коротковолнового диапазона длин волн для целей создания малогабаритных линейных ускорителей электронов была поставлена задача разработки сверхмощного клистрона на рабочую частоту 9.3 ГГц, пакетированного постоянными магнитами, со следующими основными характеристиками.

Выходная импульсная мощность — не менее 2.5 МВт;

напряжение катода, импульсное — не более 55 кВ;

ток катода, импульсный — не более 100 А.

Анализ последних результатов разработок сверхмощных клистронов ведущей зарубежной фирмы CRI показывает, что зарубежный аналог в X-диапазоне частот с выходной мощностью 3.2 МВт имеет существенно большее значение напряжения катода (110 кВ) при токе катода 71 А и сравнительно низкие величины электронного КПД (41%). Представленный прибор в качестве фокусирующей системы имеет электромагнит и жидкостное

охлаждение. Массогабаритные параметры прибора с электромагнитом превышают 250 кг.

Также было необходимо снизить потребляемую мощность в 1.4 раза по сравнению с аналогом, что возможно только путем резкого увеличения электронного КПД.

Для обеспечения гарантийной наработки изделия не менее 5000 ч, исходя из предельного значения плотности тока катода, величина микропервеанса луча была ограничена значением $0.3 \text{ мкА/В}^{3/2}$. Чтобы не допустить увеличения перепада волнового сопротивления между рядами электронных лучей и, как следствие, снижения эффективности группирования, необходимо выбирать число рядов катодов не более трех. Для проектируемого клистрона было выбрано двухрядное расположение катодов с их общим числом 25 (10 катодов в первом ряду и 15 во втором). Такое количество катодов позволяет обеспечивать суммарный ток катода 100 А в интервале анодных напряжений 50...55 кВ при плотности тока катода не более 20 А/см^2 .

Выбранные параметры электрического режима позволяют определить внутренние диаметры труб дрейфа и ширину ВЧ-зазоров резонаторов.

Исходя из опыта разработки подобных клистронов, указанные размеры резонаторов выбираются из следующих условий:

$$\gamma R_t = 0.6, \quad (1)$$

$$\gamma d = 1.5, \quad (2)$$

где R_t — внутренний радиус трубы дрейфа, d — ширина высокочастотного зазора, γ — фазовая постоянная.

Фазовая постоянная вычисляется по формуле

$$\gamma = \frac{\omega}{V_0} = 1.06 \times 10^{-5} \frac{f}{\sqrt{U}} \left[\frac{\text{рад}}{\text{м}} \right], \quad (3)$$

где ω — круговая рабочая частота, V_0 — скорость электрона, f — рабочая частота, U — анодное напряжение.

На основании указанных условий был выбран внутренний диаметр трубы дрейфа 3 мм. При этом центры катодов клистрона (центры электронных лучей) располагались на диаметрах 26 мм (15 лучей) и 16 мм (10 лучей).

2. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПРОСТРАНСТВА ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ

Численный анализ пролетного клистрона осуществлен в программе KLYS-5.63 [3].

Одним из основных условий достижения максимально возможного КПД считается получение максимального значения амплитуды первой гармоники конвекционного тока при минимальном разбросе скоростей электронов в сгустке [2].

Для решения этой нетривиальной задачи подбирается значительное число параметров (пролетные длины, расстройки частот, нагруженная добротность входного и выходного резонатора и т.д.). Для упрощения выбора применяется следующая методическая схема моделирования: последовательно рассчитывался клистрон, состоящий из двух резонаторов, далее трех резонаторов и т.д. до шести резонаторов. Это позволяет проводить последовательную оптимизацию параметров взаимодействия, принимая часть переменных, полученных при предыдущем расчете, неизменными для расчета с увеличенным числом резонаторов.

На первом этапе проектирования изделия была выбрана классическая схема клистрона с упорядоченной группировкой [2]: каждый резонатор, следующий за входным, настроен на более высокую частоту, предвыходной резонатор максимально отстроен от центральной частоты вверх по диапазон, наибольшая длина пролета соответствует пролету между четвертым и пятым резонаторами, что обеспечивает необходимый рост второй гармоники конвекционного тока. В результате моделирования была определена оптимальная добротность выходного каскада, которая составила 80 единиц. КПД в режиме насыщения составил 65.3%, что близко к предельным значениям КПД клистронов, работающих при микропервеансе на луч более $0.3 \text{ мкА/В}^{3/2}$.

На следующем шаге для повышения КПД исследовалась целесообразность применения резонаторов второй гармоники [1], что могло бы поднять расчетное значение КПД на 10...12%. В результате расчета было получено увеличение КПД до 70.7% при увеличении длины пролетной трубы между третьим и четвертым резонаторами. Рост КПД был обусловлен увеличением амплитуд трех гармоник конвекционного тока, вплоть до близких к предельно возможным значениям [2]. Однако достижение оптимального гармонического состава не указывает на оптимальный энергетический разброс сгустка. В [2] предполагалось, что минимальный разброс по энергии в сформированном сгустке осуществляется при оптимальном значении первой гармоники. В данном случае низкие значения второй и третьей гармоник конвекционного тока (только на последних пролетах амплитуды данных гармоник поднимаются до значения 1.4...0.99) указывают на возможность улучшения энергетического разброса сгустка.

Для увеличения уровня второй и третьей гармоники, четвертый резонатор был "отстроен" по частоте, выше предвыходной (инверсия частот).

Также было учтено торможение электронного потока, т.е. по вычисленным значениям наведенного напряжения на зазорах были скорректированы значения угла пролета пятого резонатора.

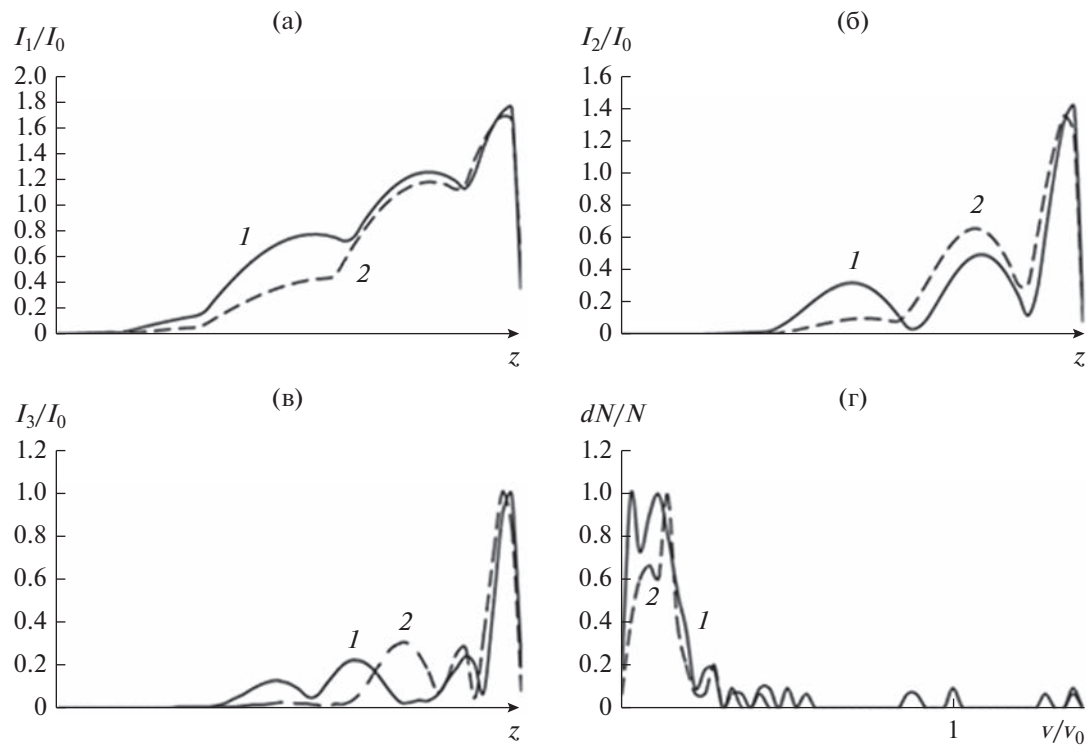


Рис. 1. Изменение формы первой (а), второй (б) и третьей (в) гармоники конвекционного тока, а также энергетический спектр (г): для классического (1) и инверсного (2) пространства взаимодействия.

Несмотря на то, что в результате моделирования максимальные значения амплитуд гармоник тока классического варианта настройки и предложенного варианта (корректировка угла пролета и инверсия резонаторов) мало отличались, вторая и третья гармоника нового варианта были существенно выше во всем пространстве взаимодействия. Вследствие этого в зазоре выходного резонатора формировалось моноэнергетическое распределение со средней скоростью, в котором более 80% электронов имеют минимальный энергетический разброс. При этом спектр энергий классической схемы был не симметричен. В результате моделирования было получено увеличение КПД до 74.5%. Основные параметры пространства взаимодействия прилены в табл. 1.

3. ПРОЕКТИРОВАНИЕ РЕЗОНАТОРНОГО БЛОКА КЛИСТРОНА

Для дальнейшей оптимизации конструкции и выходных параметров клистрона были рассчитаны зависимости собственной частоты резонаторов и их волновых сопротивлений от диаметра резонатора, его высоты и ширины ВЧ-зазора. Представленные ниже результаты получены с помощью трехмерного моделирования.

При 25-лучевом исполнении и X-диапазоне очевидным выбором к использованию является коаксиальный резонатор на основной моде колебаний E_{010} . Преимущества данного вида резонатора заключаются прежде всего в возможности расположения рядов пролетных каналов по радиусу таким образом, чтобы минимизировать пере-

Таблица 1. Параметры пространства взаимодействия для резонаторов 1–6

Параметр	1	2	3	4	5	6
Волновое сопротивление, Ом	9.0	12.0	12.0	12.0	12.0	9.0
Частота резонатора	1.0	1.005	1.007	1.0175	1.015	0.998
Добротность	80.0	2000.0	2000.0	2000.0	2000.0	80.0
Длина трубы дрейфа $i-j$, мм	28.5	29.0	50.0	47.0	13.0	

пад волнового сопротивления. Кроме того, конструктивно удобно сохранить основные геометрические размеры резонатора (внешний радиус, диаметр вылета втулки с пролетными каналами) и осуществлять настройку только диаметром внутреннего проводника. Неудобство использование коаксиального резонатора связано с невозможностью расположения эффективных элементов настройки частоты резонатора внутри вакуумной оболочки и с достаточно низкими значениями волнового сопротивления. Кроме того, очевидным требованием является идентичность значений волновых сопротивлений во внутреннем и внешнем рядах каналов.

Для решения данной задачи был использован следующий алгоритм. Первоначально проводилась настройка резонатора на необходимую частоту и рассчитывались волновые сопротивления внутреннего $\rho_{\text{вн}}$ и внешнего $\rho_{\text{внеш}}$ каналов, разброс значений которых достигал 30%. Далее давалось приращение внешнего радиуса резонатора и радиуса центрального проводника на одну и ту же величину и снова вычислялись значения волнового сопротивления. После этого легко построить линейные зависимости волновых сопротивлений от радиуса резонатора и решить систему двух уравнений для поиска оптимального внешнего радиуса резонатора:

$$R_{\text{рез}}^{\text{опт}} = \frac{b_2 - b_1}{k_1 - k_2}, \quad (4)$$

где k_1 и k_2 — соответственно тангенсы угла наклона прямых $\rho_{\text{внеш}}(r)$ и $\rho_{\text{вн}}(r)$, а b_1 и b_2 — соответственно свободные члены. Покажем на численном примере использование методики. Был рассчитан резонатор на необходимую частоту и получены следующие геометрические параметры: радиус резонатора 18.05 мм, радиус центрального проводника 4.88 мм; волновые сопротивления внешнего канала составили 11.2 Ом, внутреннего — 9.5 Ом; перепад сопротивлений 18%. Делаем приращение радиусов на 0.2 мм: 18.25 и 5.08 мм соответственно. Тогда $\rho_{\text{внеш}} = 11.4$ Ом, $\rho_{\text{вн}} = 8.5$ Ом. Вычисляя по (4), получаем значение оптимального внешнего радиуса резонатора 17.77 мм. Вычисляем изменение ради-

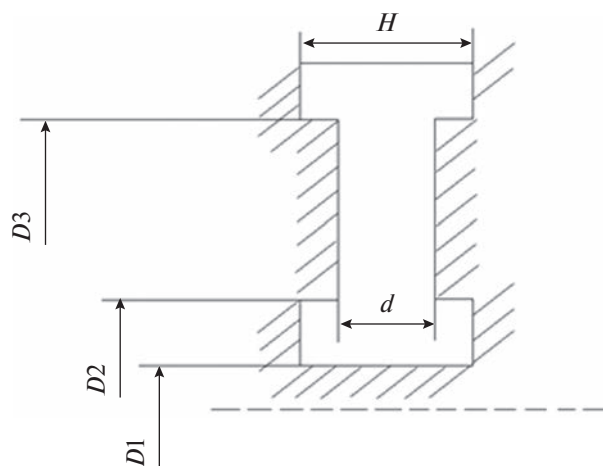


Рис. 2. Схема коаксиального резонатора к табл. 2.

уса от исходного и определяем радиус внутреннего проводника, равного 4.6 мм. Повторный расчет волновых сопротивлений дает значения $\rho_{\text{внеш}} = 10.7$ Ом, $\rho_{\text{вн}} = 10.8$ Ом, перепад 0.9%. Далее, при необходимости, осуществляется корректировка частоты изменением радиуса внутреннего проводника.

Расчет резонаторного блока, произведенный по данному алгоритму, представлен в табл. 2 и рис. 2.

4. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВЫХОДНОГО РЕЗОНАТОРА, ЭЛЕКТРОННОЙ ПУШКИ И КАНАЛА ТРАНСПОРТИРОВКИ

Анализ известных приборов показывает, что для однолучевых клистронов достижение КПД 65...70% является практически нормой, в то время как для МЛК это значение редко превышает 45%. Чрезвычайно важным вопросом является столь резкое отличие в КПД клистронов, построенных по одним физическим принципам, с точки зрения оптимальной группировки электронного потока, по одним принципам создания выходных каскадов, оптимального микропереванса луча и т.д., и

Таблица 2. Характеристики резонаторного блока

Номер резонатора	$D1$, мм	d , мм	Диаметр резонатора, мм	Волновые сопротивления $\rho_{\text{внеш}}/\rho_{\text{вн}}$, Ом
2	8.78	4.0	36.34	12.1/12.3
3	8.82	4.0	36.34	12.3/12.3
4	9.04	4.0	36.34	11.7/11.6
5	9.28	3.5	35.54	10.7/10.8

Примечание: $D2$ — 12 мм, $D3$ — 30 мм, H — 6 мм.

при этом не дающих в случае МЛК никакой возможности получения больших значений КПД. Нами ранее [4] была предпринята попытка объяснить этот эффект с позиции наличия существенной азимутальной неоднородности поля выходного резонатора, связанного с волноводом. Действительно, реальный импеданс зазора выходного резонатора клистроны в различных каналах отличается от оптимальных значений в 7...10 раз, а значит, при любой оптимальной группировки электронного потока получить столь же оптимальный энергообмен в выходном резонаторе невозможно.

Рассмотрим выходной резонатор МЛК в виде N-полюсника, нагруженного на общее сопротивление. Никакой необходимости конкретизировать внутреннее устройство N-полюсника нет, за исключением лишь одного предположения: каждая клемма шунтирована некоторой емкостью C_j . Данное предположение определяет наличие нуля входного импеданса в области бесконечной частоты по соответствующим клеммам N-полюсника. Определение величины этих емкостей не представляет труда. Действительно, используя теорему Боде [5] для каждой из пар клемм, можем записать

$$\int_0^{\infty} R_j(\omega) d\omega = \frac{\pi}{2C_j}, \quad (5)$$

где $R_j(\omega)$ — реальная часть входного импеданса j -го канала. Интеграл в правой части легко вычислим, что дает в итоге выражение для шунтирующей емкости в виде

$$C_j = \frac{Q_j}{f_j R_j^{\max}}, \quad (6)$$

где Q_j и f_j — соответственно добротность и частота основной моды на клеммах j , а $R_j^{\max}$ — максимальное значение реальной части входного импеданса j -го канала.

При этом существует зависимость частоты и добротности от номера канала взаимодействия, так же как и импеданса. Однако если последняя величина может меняться в несколько раз, то изменение частоты и добротности составляет не более 10%, что позволяет пренебречь их вариацией и считать частоту и добротность контура константами.

Известна теорема Лондона [6], определяющая максимально возможную активную составляющую мощности, передаваемую в нагрузку произвольного N-полюсника:

$$\int_0^{\infty} P(\omega) d\omega = \frac{\pi}{4} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N |I_i| |I_j| \frac{1}{\sqrt{C_i C_j}}, \quad (7)$$

где I_{ij} — комплексные амплитуды токов на клеммах i, j ; N — число каналов.

Рассмотрим предельный случай идентичности питающих токов в зазорах и одинаковых шунтирующих емкостей, т.е. случай идентичных каналов без азимутальной неоднородности. Тогда теорема Лондона приводит к тривиальному выражению

$$\int_0^{\infty} P(\omega) d\omega = \frac{\pi}{4} |I|^2 \frac{N^2}{C_{\text{опт}}}, \quad (8)$$

где $C_{\text{опт}}$ — шунтирующая емкость.

Соотношение (8) имеет очевидный физический смысл: мощности от каждого луча суммируются в одной нагрузке. Это соотношение определяет максимально возможную величину мощности, переданную от источников в нагрузку в приближении идентичных лучей.

Поскольку величину комплексной амплитуды тока определяет пространство группирования электронного потока в резонаторах, не связанных с трактом, то и в общем случае можно считать величины токов на зазорах выходного резонатора одинаковыми. Тогда с учетом только азимутальной неоднородности полей соотношение (8) примет вид

$$\int_0^{\infty} P(\omega) d\omega = \frac{\pi}{4} |I|^2 \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \frac{1}{\sqrt{C_i C_j}}.$$

Введем коэффициент использования мощности в следующей форме:

$$\alpha = \left(\frac{V_{\text{опт}}}{V_{\text{реал}}} \right)^{-1}, \quad (9)$$

где

$$V_{\text{опт}} = N^2 R_{\text{опт}},$$

$$V_{\text{реал}} = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \sqrt{R(i) R(j)}.$$

Коэффициент α показывает, во сколько раз реальная мощность в выходном каскаде, связанном с волноводом, будет меньше чем мощность в идеальном резонаторе.

В результате моделирования было определено, что для достижения требуемой добротности 80 единиц действительная часть импеданса зазора в различных пролетных каналах должна отличаться в 4.5 раза. Коэффициент использования мощности α составлял 0.61. При этом КПД не превышало 45%, что является типичным КПД для многолучевых клистронов. Результаты расчета позволяют утверждать, что во всех случаях необходимо предпринимать специальные меры по выравниванию полей в выходном резонаторе. Таким образом, для увеличения коэффициента использования мощности рекомендуется изменять в выходном резонаторе величину пролетного зазора

для каждого канала по закону, обратному соотношению (9). В частности, в данном случае была использована методика выравнивания поля с помощью увеличения зазора в девяти каналах [7], что позволило повысить коэффициент использования до 0.96, т.е. КПД должен составить 71% (табл. 3).

Кроме того, принципиальным для данного диапазона длин волн является вопрос устойчивости к СВЧ-пробою в выходном резонаторе. Однако, используя критерий Килпатрика [8], легко показать, что при зазоре 3.5 мм можно обеспечить уровень напряженности электрического поля в выходном резонаторе до 150 кВ/мм, что превышает на порядок напряженность поля в данной конструкции.

На рис. 3, 4 представлен эскиз парциальной электронной пушки и результаты моделирования транспортировки парциального электронного луча в канале клистрона в магнитной фокусирующей системе. Результаты расчета показывают, что выбранная геометрия пушки и распределение индукции магнитного поля позволяют обеспечить

Таблица 3. Реальные части импеданса зазора выходного резонатора

Номер канала	R, Ом	
	внешний ряд	внутренний ряд
1	1451	819
2	905	606
3	575	585
4	550	592
5	559	603
6	565	—
7	571	—
8	580	—

Примечание. Нумерация лучей от середины щели связи резонатора и волновода.

транспортировку электронного потока с заполнением канала 0.5 на всей длине пространства взаимодействия в статическом режиме.

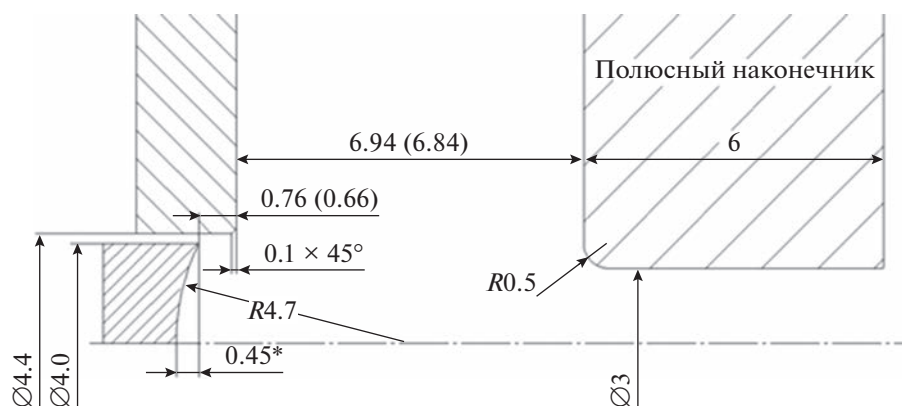


Рис. 3. Эскиз парциальной пушки, размеры в мм.

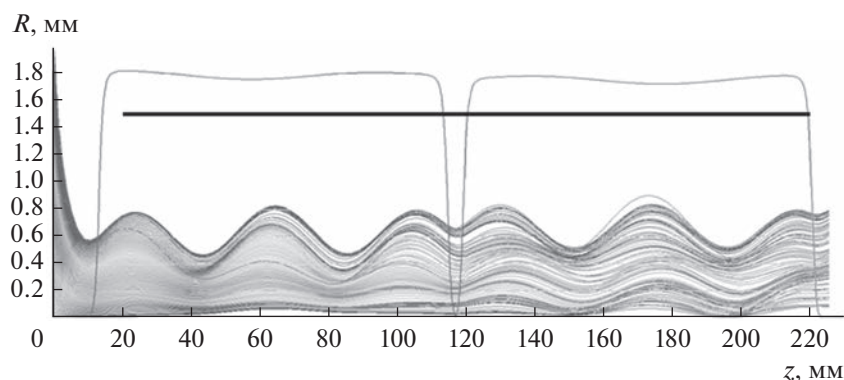


Рис. 4. Моделирование транспортировки парциального электронного потока.

5. КОНСТРУКЦИЯ И РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ

По результатам проектирования была разработана конструкция клистрона КИУ-283 (рис. 5). На рис. 6 представлена конструкция резонаторного блока.

Измерения резонансных частот методом четырехполюсника до высокотемпературной пайки блока, показали хорошее соответствие моделированию: максимальная относительная погрешность собственной частоты составила 0.3%. Однако после пайки наблюдаются существенные девиации собственной частоты резонатора (табл. 4). Тем не менее расчет выходных характеристик клистрона при данном пространстве взаимодействия показал, что допуски на значения собственных частот существенно выросли. Так, девиация частоты в пределах ± 15 МГц дает ухудшение КПД не более чем на 0.4%. Результаты измерения выходного резонатора после пайки показали завышенное значение нагруженной добротности – 100 единиц вместо оптимальных 80. Результаты моделирования показали снижение КПД на 3% при данном значении нагруженной добротности.

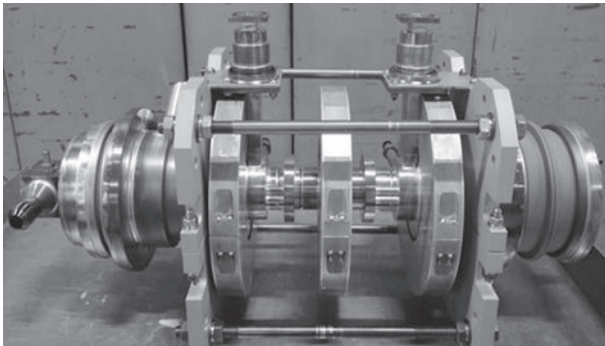


Рис. 5. Клистрон КИУ-283.

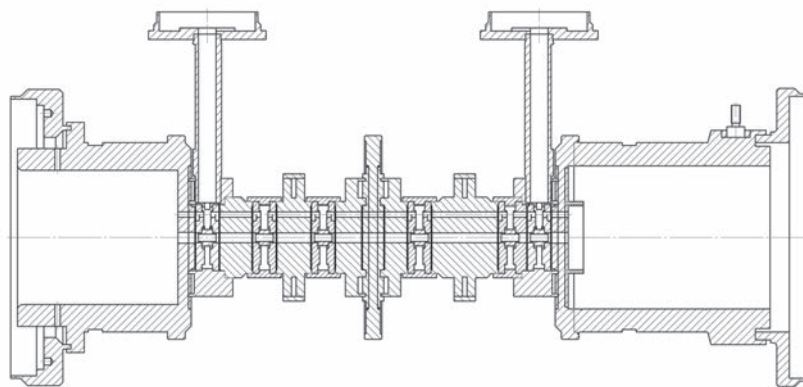


Рис. 6. Эскиз резонаторного блока клистрона КИУ-283.

Таблица 4. Результаты электродинамических измерений резонаторного блока

Номер резонатора	$f_{\text{теор}}, \text{ ГГц}$	$f_{\text{эксп}}, \text{ ГГц}$	$f_{\text{пайка, эксп}}, \text{ ГГц}$
2	9.3499	9.361	9.350
3	9.3672	9.362	9.352
4	9.4616	9.463	9.464
5	9.4406	9.442	9.452

Настройка магнитной системы из материала КС25 показала несколько заниженные величины магнитной индукции по сравнению с результатами моделирования (рис. 7). Однако с помощью магнитомягких переключателей в первом и втором реверсах удалось поднять уровень индукции до приемлемых значений с точки зрения транспортировки электронного потока.

Откачка изделия велась в стандартном откачном посту при температуре корпуса 600°C . На рис. 8 представлены результаты измерения парциальных давлений остаточных газов в приборе, полученные методом масс-спектрометрии. Характерный пик соответствует началу режима активировки катодного узла.

После откачки прибор прошел технологический этап тренировки высоким напряжением. Результаты тренировки показали, что высоковольтный изолятор позволяет работать с напряжением 70 кВ при величине тока утечки 3 мкА.

Питание клистрона осуществлялось от модулятора с искусственной формирующей линией из 15 звеньев с импульсным трансформатором и с резонансным типом заряда через дроссель 3.0 Гн. Трансформатор обеспечивал коэффициент трансформации по напряжению 2.

Накальная характеристика экспериментально не измерялась в связи с нестабильной работой модулятора при малых токах нагрузки (резкое

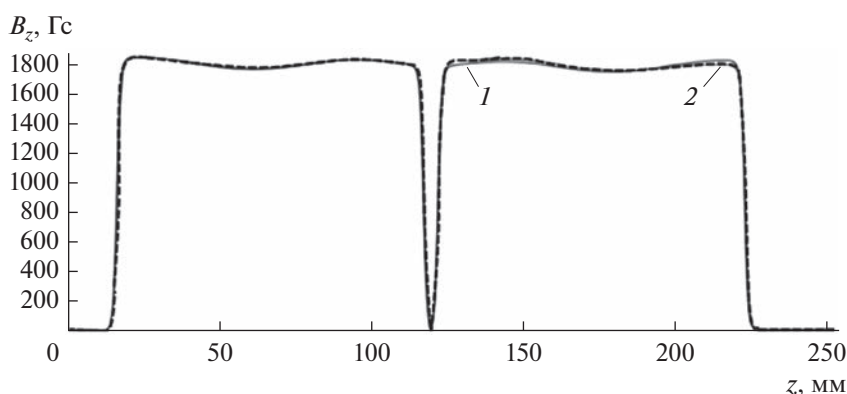


Рис. 7. Распределение индукции магнитного поля вдоль продольной оси прибора: 1 – моделирование, 2 – эксперимент.

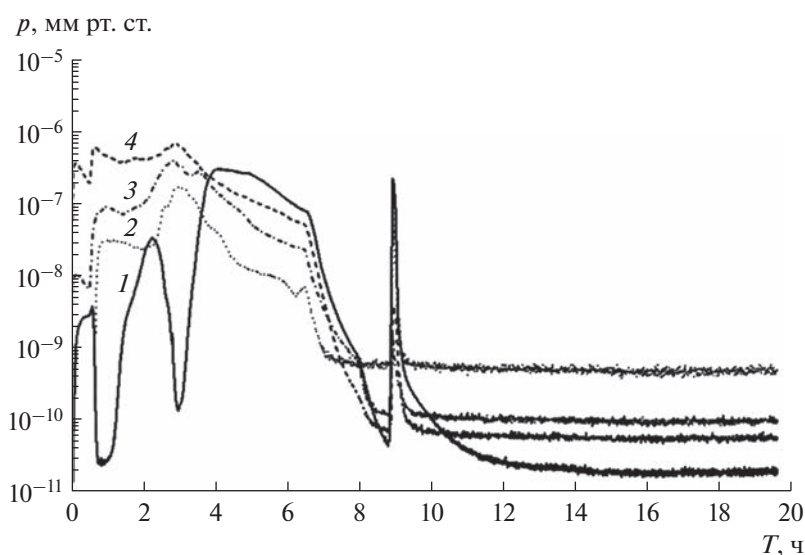


Рис. 8. Измерение парциальных давлений остаточных газов в клистроне (эксперимент): 1 – H_2 , 2 – N_2 , 3 – CO_2 , 4 – H_2O .

ухудшение фронта и спада импульса). Однако измерение в диапазоне напряжения накала от 10 до 11 В показали слабую зависимость тока катода от мощности накала. Рабочим значением напряжения накала был выбран режим 10.5 В при токе 15 А.

Измерение в статическом режиме показали широкую зону токопрохождения выше 86% от 40 до 55 кВ (рис. 8). На режиме рабочего тока в 100 А токопрохождение составило 93%, т.е. ток коллектора составил 93 А, что можно принять удовлетворительным результатом, а пиковая мощность, рассеиваемая коллектором, 5.1 МВт. Частота посылок при этом была равна 143 Гц, а длительность импульса 7 мкс, т.е. скважность составила 1000 единиц.

Измерение выходной мощности осуществлялось калориметрическим способом в канале 23×10 мм, при дополнительном повышении давления до 3.5 атм. Уровень избыточного давления оказался достаточным для работы без искрений в тракте.

Результаты измерения амплитудной характеристики представлены на рис. 9. Экспериментальный электронный КПД в насыщении составил 58%, что удовлетворительно соответствует результату моделирования, с учетом не оптимальной нагруженной добротности выходного резонатора.

На линейном и нелинейном участке амплитудной характеристики (до режима насыщения) относительная ошибка расчета не превосходит 3%. Увеличение погрешности моделирования в режиме насыщения до 17% связано с резким (до 50%) ухудшением динамического токопрохождения, т.е. с увеличением токооседания на резонаторный блок. При этом измерения термопарами температуры резонаторного блока показали увеличение на $10^\circ C$ температуры предвыходного резонатора, что свидетельствует о токооседании до влета в выходной резонатор.

Следует особо отметить, что разработанный авторами ранее 30-лучевой клистрон КИУ-273 на

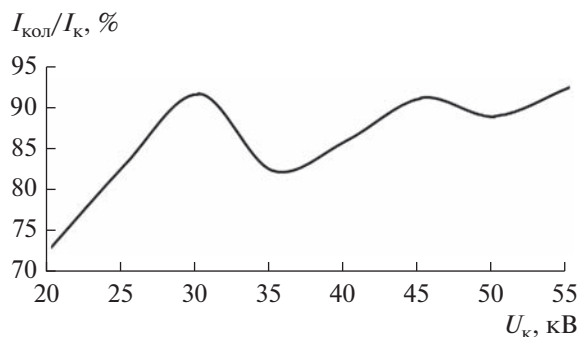


Рис. 9. Зависимость токопрохождения в статическом режиме от катодного напряжения (эксперимент).

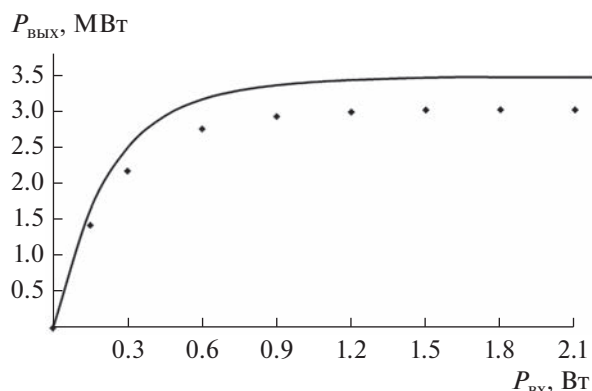


Рис. 10. Амплитудная характеристика КИУ-283 на частоте 9300 МГц: сплошная линия — расчет, точки — эксперимент.

частоту 5.712 ГГц при классическом построении пространства взаимодействия (упорядоченная группировка) имел технический КПД не более 48%, а электронный КПД не более 50%, при равных значениях токооседания в динамическом режиме работы и близком значении микроперванса ($0.43 \text{ мкА/В}^{3/2}$), что позволяет утверждать верность предложенного принципа группировки.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Многочисленные результаты повышения КПД МЛК, как правило связанные с использованием резонаторов второй и третьей гармоники, конструктивно сложно реализуемы для приборов коротковолнового диапазона длин волн. В работе показано, что использование классического построения пространства взаимодействия с резонаторами только основной частоты позволяет получить минимальный разброс скоростей в электронном суставе. Для этого необходимы:

- учет изменения фазы пролета пучка по мере торможения в пространстве взаимодействия;
- инверсия частот резонаторов, при которой наибольшую отстройку по частоте имеет не пред-

выходной резонатор, а один из промежуточных резонаторов;

— увеличение длин дрейфовых участков после группирующей секции клистрона.

Уменьшение азимутального перепада реальной части импеданса выходного зазора, а также минимизация перепада величин волновых сопротивлений в промежуточных резонаторах позволяет получить близкие к предельным значения КПД для МЛК.

По результату работы был создан 25-лучевой клистрон КИУ-283, с фокусировкой постоянными магнитами, с предельным электронным КПД 58%, техническим КПД 54%, выходной импульсной мощностью 3.0 МВт на частоте 9300 МГц, превышающий известный мировой аналог по совокупности технических характеристик.

По результатам разработки можно констатировать, что на первый план ограничения выходной мощности МЛК выходит задача расчета оптики в динамическом режиме работы, т.е. задача обеспечения, при столь высоких КПД и эффективной транспортировке в магнитной фокусирующей системе интенсивного электронного потока в пространстве взаимодействия с коэффициентом токопрохождения не хуже 90%.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Marchesin R., Beunas A., Thouvenin P. et al. // Proc. Conf. IVEC 2017. London. 24–26 Apr. N.Y.: IEEE, 2017. P. 217.
<https://doi.org/10.1109/IVEC.2017.8289714>
2. Кочетова В.А., Кучугурный В.И., Лебединский С.В. и др. // РЭ. 1981. Т. 26. № 1. С. 139.
3. Malykhin A.V., Yakushkin E.P., Konnonov A.V. // Proc. Conf. IVEC 2003. Seoul. 28–30 May. N.Y.: IEEE, 2003, P. 101.
<https://doi.org/10.1109/IVEC.2003.1286095>
4. Комаров Д.А., Якушкин Е.П., Парамонов Ю.Н. // РЭ. 2014. Т. 59. № 9. С. 861.
5. Бодэ Г.В. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью. М.: Изд-во иностр. лит., 1948.
6. Лондон С.Е. Широкополосные радиопередающие устройства. Л.: Энергия, 1970.
7. Komarov D.A., Yakushkin E.P., Paramonov Yu.N., Dartmaev A.N. // Proc. Conf. IVEC 2019. Busan. 28 Apr. — 1 May. N.Y.: IEEE, 2019.
<https://doi.org/10.1109/IVEC.2019.8744807>
8. Kilpatrick W.D. // Rev. Scientific Instruments. 1957. V. 28. № 10. P. 824.
<https://doi.org/10.1063/1.1715731>

УДК 537.525,539.23

ПОЛУЧЕНИЕ ПЛЕНОК ОКСИДА КРЕМНИЯ МЕТОДОМ ИМПУЛЬСНОГО МАГНЕТРОННОГО ОСАЖДЕНИЯ С ГОРЯЧЕЙ МИШЕНЬЮ В РЕАКЦИОННОЙ СРЕДЕ

© 2023 г. В. Ю. Лисенков^а, М. М. Харьков^а, Д. В. Колодко^{а, б, с}, А. В. Тумаркин^а, А. В. Казиев^{а, *}

^а Национальный исследовательский ядерный университет “МИФИ”,
Каширское шоссе, 31, Москва, 115409 Российская Федерация

^б Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
пл. Введенского, 1, Фрязино Московской обл., 141190 Российская Федерация

^с Физический институт им. П.Н. Лебедева РАН,
Ленинский просп., 53, Москва, 119991 Российская Федерация

*E-mail: kaziev@plasma.mephi.ru

Поступила в редакцию 26.04.2023 г.

После доработки 26.04.2023 г.

Принята к публикации 30.04.2023 г.

Исследованы режимы существования импульсного магнетронного разряда с горячей теплоизолированной кремниевой мишенью при работе в газовой смеси, содержащей кислород ($\text{Ar} + \text{O}_2$). Рассмотрен диапазон средней плотности мощности на мишени 60...120 Вт/см² при длительности импульсов 100...300 мкс и частоте повторения 0.5...2 кГц. Построены карты стабильных режимов работы распылительной системы. Получены и продиагностированы покрытия Si_xO_y на подложках из монокристаллического кремния при различных значениях доли кислорода в газовом потоке и различных параметрах импульсного питания магнетрона.

DOI: 10.31857/S0033849423070070, EDN: WPCXHX

ВВЕДЕНИЕ

Создание тонкопленочных покрытий — один из базовых процессов в производстве электроники, в оптике, фотовольтаике и ряде других областей. Для этой цели широко применяются магнетронные распылительные системы (МРС). Отличительной особенностью МРС является высокая плотность получаемых покрытий и достаточно приемлемая скорость осаждения односоставных пленок большинства металлов и полупроводников. Однако существуют определенные сложности при осаждении покрытий химических соединений, особенно диэлектрических (оксидов и нитридов). Это связано либо с необходимостью применения более сложных, чем режим постоянного тока (DC), режимов питания магнетрона при использовании исходных оксидных мишеней, либо с необходимостью применения систем стабилизации для устойчивой работы в условиях реакционного распыления [1]. В обоих случаях скорость осаждения сильно снижается по сравнению с осаждением чистого однокомпонентного материала.

Потенциально, сглаживание влияния нелинейных эффектов в процессах реакционного распыления и повышение скорости осаждения воз-

можны при использовании теплоизолированных (горячих) мишеней [2–4].

В данной работе применение метода импульсного магнетронного осаждения с горячей мишенью рассматривается с целью получения покрытий Si_xO_y из Si мишени в кислородсодержащей смеси.

Диоксид кремния SiO_2 представляет собой аморфный материал, широко используемый в микроэлектронике в качестве изолятора в технологиях производства интегральных микросхем и отдельных компонентов (транзисторов, конденсаторов) благодаря своей химической стабильности. Высококачественные оксидные пленки обеспечивают превосходную электрическую изоляцию с удельным сопротивлением $\sim 10^{10}$ Ом м, они также являются хорошими теплоизоляторами с низкой теплопроводностью, около 1.4 Вт/(м К) [5]. Следует отметить, что применение оксида кремния чрезвычайно разнообразно [6–9] и касается не только технологий электроники.

Использование распыления с горячей мишенью в случае оксида кремния рассматривалось в небольшом количестве работ в случае магнетронов постоянного тока [10, 11]. Поскольку для рас-

смаатриваемой задачи импульсный магнетронный разряд с горячей мишенью применяется впервые, потребовалось исследовать диапазоны рабочих параметров и оценить качество получаемых пленок.

1. ОПИСАНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Эксперименты проводили в магнетронной распылительной системе с теплоизолированной мишенью [12, 13]. Дисковая мишень из кремния диаметром 76 мм толщиной 3 мм располагалась на графитовой подставке (тигле) в виде диска диаметром 100 мм.

На мишень подавалось напряжение от источника питания APEL-M-5HPP-1200, способного формировать импульсы с величиной напряжения до 1200 В с длительностью до 1 мс. В данной работе рассмотрен диапазон длительности 100...300 мкс при частоте повторения 0.5...2 кГц. Средняя мощность разряда $P_{уст}$ устанавливалась на панели управления блока питания на значении 500, либо 1000 Вт. Блок питания работал в режиме стабилизации мощности. Реальные зависимости параметров разряда от времени определяли с помощью датчиков тока (HoneyWell CSNR 161) и напряжения (Micsig DP20003), подключенных к осциллографу.

При мощности 500 Вт вклад испаренной компоненты в общие свойства разряда и потоков частиц из плазмы невелик, так как не происходит расплавления мишени и давление насыщенных паров кремния намного ниже давления смеси рабочих газов. При мощности 1000 Вт мишень находится в расплавленном состоянии, при этом поток испаренных частиц с ее поверхности оказывает существенное влияние на свойства плазмы и потоки на подложку.

Для каждого из анализируемых режимов (с фиксированными $P_{уст}$, τ , f) варьировалась доля кислорода в смеси путем замещения аргона в потоке газа. Суммарный поток газа был постоянным и составлял 1.80 н.л./ч.

В стабильных режимах при $P_{уст} = 1000$ Вт проводилось осаждение покрытий Si_xO_y на подложки из полированного кремния, располагавшиеся на расстоянии 14 см от поверхности мишени. Для этого вначале при закрытой заслонке между образцом и мишенью проводилось плавление кремния в аргоновом разряде с мощностью 1500 Вт в течение 10 мин. Затем мощность снижалась до 1000 Вт и создавалось требуемое соотношение потоков аргона и кислорода в смеси. После стабилизации разрядных параметров заслонку открывали и происходило осаждение покрытия. Процесс нанесения покрытия в каждом случае длился 30 мин. После осаждения заслонку закрывали, подачу кислорода прекращали и мишень охлаждали путем постепенного снижения мощности разряда, а после выключения разряда мишень находилась в потоке

аргона. Процесс охлаждения занимал ~60 мин. Параметры и свойства полученных пленок изучали методами профилометрии (на профилометре Veeco Dektak 150), сканирующей электронной микроскопии (на микроскопе Tescan Vega 3) и энергодисперсионной спектроскопии химического состава (анализатором Oxford Instruments X-Act).

2. РЕЗУЛЬТАТЫ И ОБСУЖДЕНИЕ

2.1. Характеристики разряда

При проведении экспериментов по измерению электрических характеристик разряда выяснилось, что в зависимости от параметров $P_{уст}$, τ , f существует определенная верхняя граница области стабильности по отношению к потоку кислорода. При повышении потока выше границы режим стабилизации мощности не может быть использован, поскольку параметры импульсов напряжения и тока разряда меняются во времени. При этом наблюдаются последовательности из нескольких различных по величине и форме тока и напряжения импульсов, которые повторяются как целое с фиксированным периодом.

Осциллограммы тока сильно зависят от потока кислорода и длительности импульса и принимают форму от прямоугольной (при малом потоке кислорода) до практически треугольной при повышении Γ_{O_2} .

Для описания рабочих режимов разряда рассмотрим величину отношения реальной средней мощности импульсов $P_{\text{факт}}$ к заданной средней мощности $P_{уст}$:

$$k = P_{\text{факт}} / P_{уст} = E_{\text{имп}} f / P_{уст}, \text{ где}$$

$$E_{\text{имп}} = \int_0^{\tau} V_p(t) I_p(t) dt,$$

где $E_{\text{имп}}$ — энергия в одном разрядном импульсе, V_p и I_p — зависимости напряжения и тока разряда от времени соответственно. Очевидно, что при контролируемых режимах работы магнетрона этот коэффициент должен быть близок к единице. На рис. 1 представлены зависимости параметра k от потока кислорода для режимов $P_{уст} = 500$ и 1000 Вт и различных комбинаций τ и f .

На рисунке горизонтальными линиями отмечена область стабильной работы источника питания (1 ± 0.1). Штриховкой отмечена область, в которой невозможно было достичь управляемого осаждения в режиме стабилизации по мощности из-за изменяющихся во времени параметров импульсов.

Повышение мощности разряда и снижение длительности импульсов (100 мкс) позволяет работать в более широком диапазоне потоков кислорода.

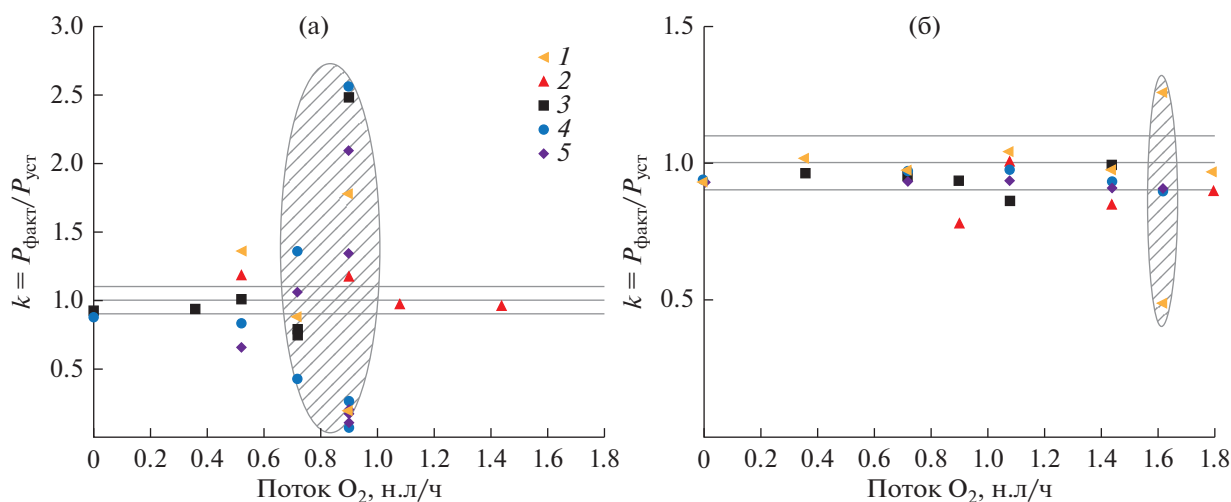


Рис. 1. Зависимость параметра $k = E_{\text{имп}} f / P_{\text{уст}}$ от потока кислорода при $P_{\text{уст}} = 500$ (а) и 1000 Вт (б) для различных τ (мкс) и f (кГц): 1 – $\tau = 200, f = 0.5$; 2 – $\tau = 100, f = 1$; 3 – $\tau = 200, f = 1$; 4 – $\tau = 300, f = 1$; 5 – $\tau = 200, f = 2$.

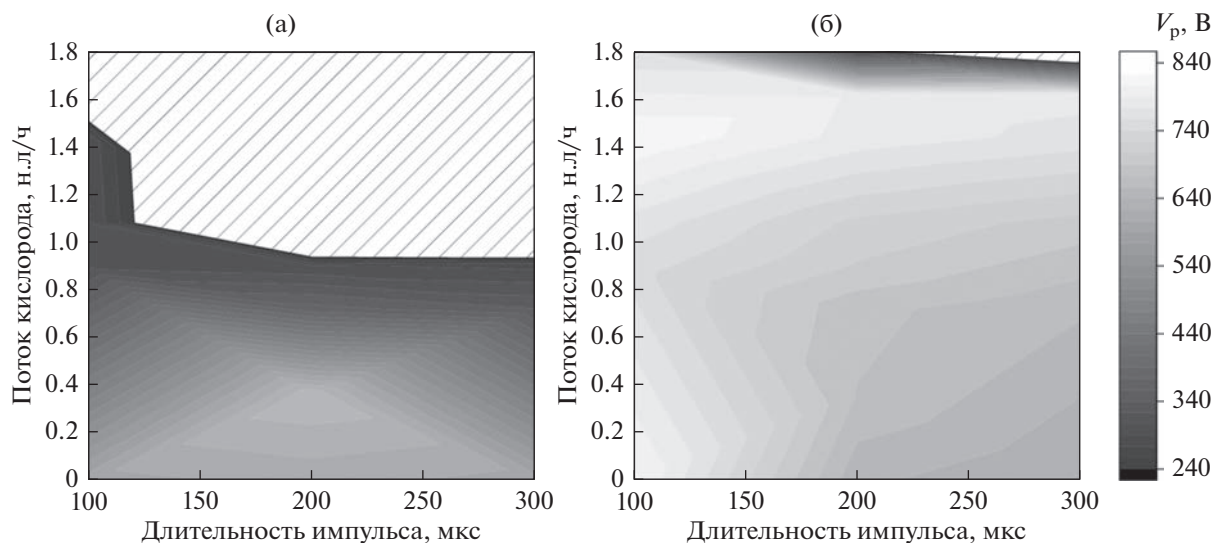


Рис. 2. Карты режимов разряда при $P_{\text{уст}} = 500$ (а) и 1000 Вт (б).

Также показателем стабильности разряда служит величина напряжения. На рис. 2 приведены карты режимов в координатах “поток кислорода–длительность импульса”, а шкалой оттенков серого цвета отображено напряжение разряда. Напряжение в заштрихованной области характеризуется нестабильностью параметров, описанной выше.

Заштрихованная область соответствует низкому разрядному напряжению. Трудность регулировки и поддержания стабильных условий осаждения в этой области обуславливается большой крутизной вольт-амперной характеристики разряда. При этом изменение напряжения даже на небольшую величину приводит к слишком силь-

ному изменению тока. Следует отметить, что вне зависимости от применяемого блока питания это ограничение носит универсальный характер.

При длительности импульса ~ 200 мкс и более стабилизация разряда усложняется. Более того, при уменьшении частоты, т.е. при увеличении паузы между импульсами, окисление мишени приводит к еще большему затруднению в стабилизации параметров, как показано в [14].

2.2. Свойства покрытий

Параметры шести образцов с нанесенными покрытиями представлены в табл. 1. Указаны

Таблица 1. Параметры образцов

Номер образца	f , кГц	τ , мкс	Поток кислорода, н.л/ч	Доля кислорода в смеси, %	Толщина пленки, мкм	O/Si (ЭДС)
1	1	200	0.72	40	1.56	59/41
2	1	200	0.90	50	2.13	61/39
3	1	200	1.08	60	2.39	63/37
4	1	200	1.26	70	2.16	61/39
5	1	200	1.44	80	3.14	66/34
6	1	100	1.44	80	2.33	63/37

значения толщины пленки, измеренные с помощью профилометра.

Все покрытия были получены в течение 30 мин. Скорость роста при увеличении содержания кислорода в смеси растет, что, вероятно, связано с испарением молекул SiO с поверхности горячей мишени [10]. При этом содержание кислорода в пленке плавно увеличивается и достигает стехиометричного соотношения O/Si = 2/1 при доле кислорода, близкой к границе стабильности для $P_{уст} = 1000$ Вт (см. рис. 2).

Изображения поперечного слома покрытий № 5 и № 6 представлены на рис. 3.

Химический состав покрытий на поверхности ближе всего к стехиометричному SiO₂ у образцов, осажденных, при следующих параметрах: $f = 1$ кГц, $\Gamma_{O_2} = 1.44$ н.л/ч (80%), $\tau = 100$ и 200 мкс.

Проведена оценка снизу для удельного сопротивления покрытий. Поскольку нижний предел чувствительности применяемого амперметра составляет 1 нА, получено $\rho > 2.5 \times 10^{11}$ Ом м, что соответствует справочным данным для оксида кремния SiO₂.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Экспериментально продемонстрирован способ реакционного осаждения покрытий SiO₂ в импульсном магнетронном разряде с горячей кремниевой мишенью. Изучены стабильные режимы разряда и построены карты параметров, из которых можно выбрать подходящие условия для осаждения покрытия. Полученные покрытия SiO₂ на Si характеризуются плотной структурой и высоким удельным сопротивлением $\sim 10^{11}$ Ом м. Процесс

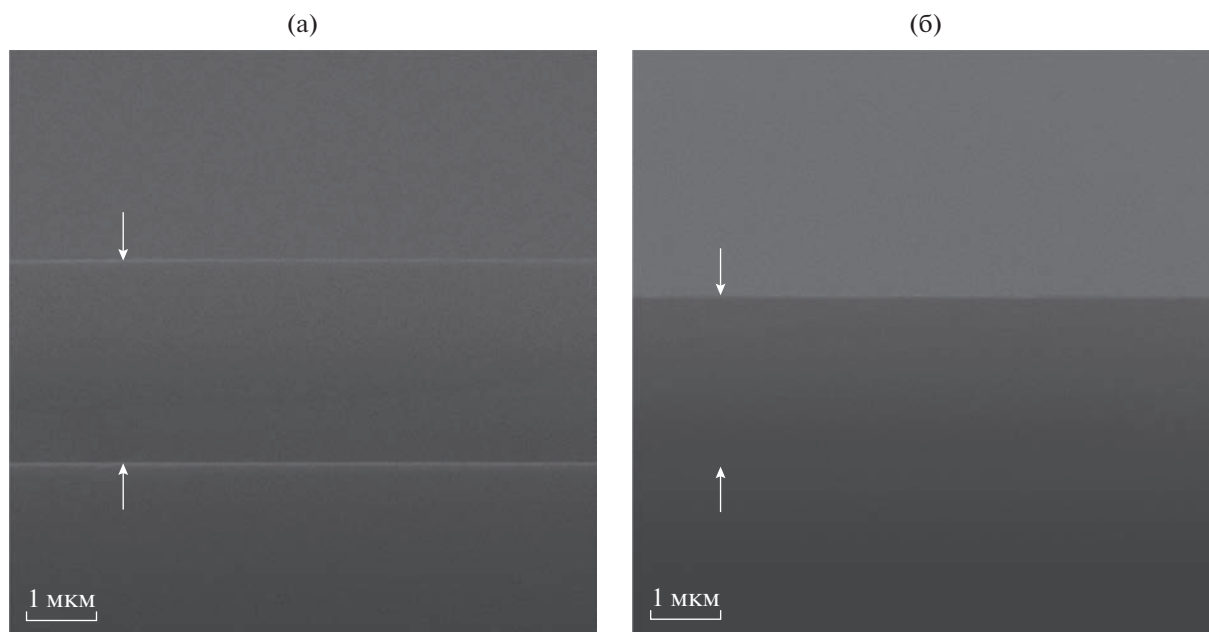


Рис. 3. Структура покрытий SiO₂ на кремнии (подложка снизу) для образцов № 5, $\tau = 200$ мкс (а) и № 6, $\tau = 100$ мкс (б) при $P_{уст} = 1000$ Вт, $\Gamma_{O_2} = 1.44$ н.л/ч (80%) и $f = 1$ кГц.

осаждения обеспечивает скорость роста пленки 100 нм/мин при средней плотности мощности на мишени 120 Вт/см².

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект № 18-79-10242).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Strijckmans K., Schelfhout R., Depla D.* // J. Appl. Phys. 2018. V. 124. № 24. P. 241101.
2. *Shapovalov V.I.* // Materials (Basel). 2023. V. 16. № 8. P. 3258.
3. *Graillot-Vuillecot R., Thomann A.-L., Lecas T. et al.* // Vacuum. 2022. V. 197. P. 110813.
4. *Chodun R., Дыра М., Wicher B. et al.* // Appl. Surf. Sci. 2022. V. 574. P. 151597.
5. *Reed M.L., Fedder G.K.* Handbook of Sensors and Actuators. N.Y.: Springer, 1998.
6. *Pierce A.L., Sommakia S., Rickus J.L., Otto K.J.* // J. Neurosci. Methods. 2009. V. 180. № 1. P. 106.
7. *Cui L., Ranade A.N., Matos M.A. et al.* // ACS Appl. Mater. Interfaces. 2012. V. 4. № 12. P. 6587.
8. *Prevo B.G., Hwang Y., Velez O.D.* // Chem. Mater. 2005. V. 17. № 14. P. 3642.
9. *Long L., Yang Y., Wang L.* // Sol. Energy Mater. Sol. Cells. 2019. V. 197. P. 19.
10. *Steenbeck K.* // Thin Solid Films. 1985. V. 123. № 3. P. 239.
11. *Chau R.Y., Ho W.-S., Wolfe J.C., Licon D.L. et al.* // Thin Solid Films. 1996. V. 287. № 1–2. P. 57.
12. *Tumarkin A.V., Kaziev A.V., Kharkov M.M. et al.* // Surf. Coatings Technol. 2016. V. 293. P. 42.
13. *Kaziev A.V., Kolodko D.V., Tumarkin A.V. et al.* // Surf. Coatings Technol. 2021. V. 409. P. 126889.
14. *Kaziev A.V., Kolodko D.V., Sergeev N.S.* // Plasma Sources Sci. Technol. 2021. V. 30. № 5. P. 055002.

НОВЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ И ЭЛЕМЕНТЫ

УДК 621.396

ОПТИЧЕСКАЯ АНТЕННА С УПРАВЛЯЕМОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В КАНАЛАХ АТМОСФЕРНОЙ СВЯЗИ

© 2023 г. К. А. Вытовтов^а *, Е. А. Барабанова^а, М. Г. Иванов^а

^а Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова Российской академии наук,
ул. Профсоюзная, 65, Москва, 117997 Российская Федерация

*E-mail: vytovtov_konstan@mail.ru

Поступила в редакцию 08.12.2022 г.

После доработки 19.04.2023 г.

Принята к публикации 26.04.2023 г.

Представлена математическая модель новой антенны оптического диапазона (1550 нм) с электрически управляемой диаграммой направленности. Рассмотрен принцип ее работы и приведен расчет основных параметров. Показано, что в отличие от ранее существующих решений в данной антенне нет необходимости в сведении лучей на расстояние половины длины волны. В рамках модели рассчитан электрооптический коммутатор на основе ниобата лития. Приведены и рассчитаны такие элементы антенны, как фазовращатель и дефлектор.

DOI: 10.31857/S0033849423110086, EDN: SUNGJC

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время наблюдается тенденция к повсеместной интеграции систем высокоскоростной передачи данных [1–5]. Ограниченная пропускная способность электронных систем радиодиапазона является причиной широкого использования систем оптического диапазона. Значительную часть таковых представляют волоконно-оптические линии передачи [6, 7] и системы оптической технологии свободного пространства (FSO) [8].

На сегодняшний день получили широкое распространение беспроводные оптические системы в свободном пространстве [7] и лазерные атмосферные линии связи [9]. Такие системы находят широкое применение в спутниковых системах связи [10] и системах навигации [11]. Перспективными являются атмосферные оптические магистральные сети [12], использующие вышеописанные технологии. Однако, в таких системах для передачи информации используются гауссовы пучки довольно узкой ширины, что требует их точного позиционирования друг относительно друга. Вследствие этого основным недостатком таких систем является сильная метеозависимость параметров излучения [10], что приводит к значительным помехам в оптическом канале и снижению коэффициента доступности канала. В большинстве существующих решений описанные недостатки были устранены путем внедрения системы автоматического поворота приемной антенны в направле-

нии передающей антенны [12]. Данная система наведения имеет механически движущиеся части, из-за чего обладает низкой скоростью и пониженной надежностью. Вследствие этого целесообразно использовать системы с электрическим управлением направления излучения. Одной из таких систем является оптическая фазированная наноантенная решетка, описанная в [13]. Она управляется отдельными интегрированными термооптическими фазовращателями, способными изменять фазу проходящего через них излучения на 2π в результате подачи электрического импульса. Антенна с аналогичным принципом действия описана в работе [14]. Недостатком этих решений является высокая инерционность тепловых процессов переключающих элементов, приводящая к значительным задержкам в изменении пространственной ориентации диаграммы направленности антенны. По этой причине описанные выше решения не могут применяться в качестве высокоскоростных атмосферных каналов связи.

Цель данной работы – разработать математическую модель оптической антенны с управляемой диаграммой направленности.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В качестве диапазона длин волн разрабатываемой модели оптической антенны выбрана ближняя инфракрасная область (1550 нм), соответствующая окну прозрачности наиболее распространенных

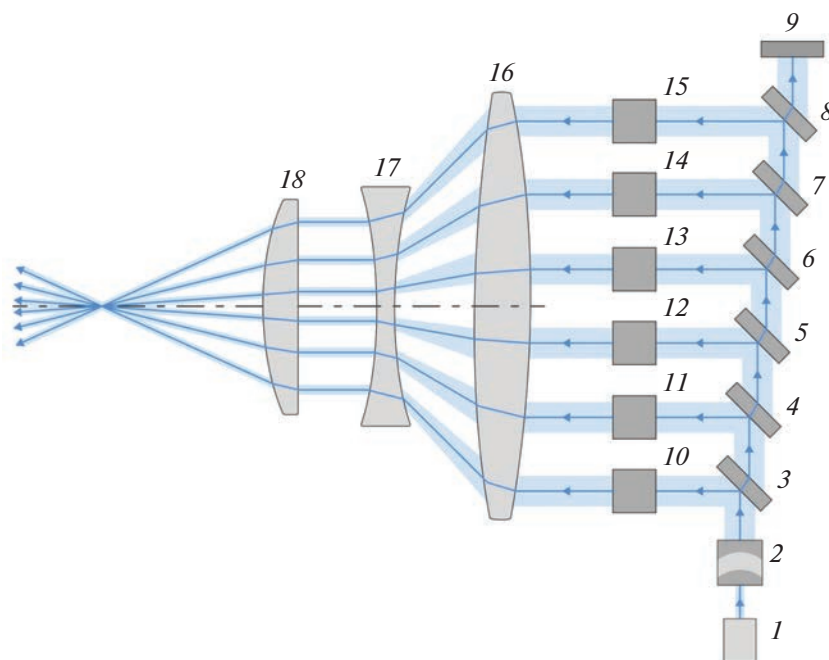


Рис. 1. Структура передающей оптической антенны: 1 – лазерный источник излучения, 2 – оптический дефлектор, 3–8 – оптические ключи, 9 – поглощающий экран, 10–15 – фазовращатели, 16–18 – линзы.

оптических каналов [15]. Контроль диаграммы направленности антенны осуществляется высокоскоростной электрооптической системой коммутации.

Для достижения указанных выше требований в конструкции антенны нежелательны механически подвижные элементы, благодаря которым сегодня происходит настройка, фокусировка и управление направлением излучения [16]. Немаловажной задачей является выбор и математическое описание материала оптических ключей. Структура оптического ключа должна позволять изменять свои оптические свойства в зависимости от приложенного внешнего электрического поля.

Важной задачей является обеспечение постоянства фаз лучей соседних каналов антенны в точке фокуса. Для этого применена система фазовращателей, компенсирующих набег фаз между каналами из-за разных длин оптического пути. Фокусирование антенны обеспечивается длиннофокусным объективом. Также учтены углы расхождения оптического луча при его распространении и сечения выходного пучка на рабочем расстоянии.

2. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И СТРУКТУРА АНТЕННЫ

Рассмотрим принцип действия и структуру на примере передающей антенны (рис. 1). Оптическая антенна состоит из лазерного источника из-

лучения 1, оптического дефлектора 2, оптической коммутационной системы, состоящей из оптических ключей 3–8, поглощающего экрана 9, оптической системы фазовращателей 10–15, телескопической линзовой системы 16–18. В зависимости от состояния оптической коммутационной системы, луч света может распространяться различными путями.

Узкий луч света от лазерного источника 1 поступает на оптический дефлектор 2, который увеличивает поперечное сечение пучка до величины, соизмеримой с площадью оптического ключа и преобразует гауссов пучок в пучок Бесселя. Это необходимо для уменьшения плотности светового потока, падающего на оптические ключи, во избежание их выгорания. Помимо этого дефлектор формирует на выходе пучок Бесселя, который, в отличие от гауссова пучка, не дифрагирует, сохраняя неизменное поперечное распределение при распространении. После этого луч поступает на матричный коммутатор, состоящий из оптических ключей 3–8. В общем случае они образуют матрицу $m(n+1)$, каждый элемент которой представляет собой управляемое зеркало, расположенное под углом 45° к направлению распространения лучей. На рис. 2 представлена матрица 4×5 . Столбец ключей I–IV образует систему вертикального отклонения луча. Строки A–D соответствуют системе горизонтального отклонения луча, действуя аналогичным образом.

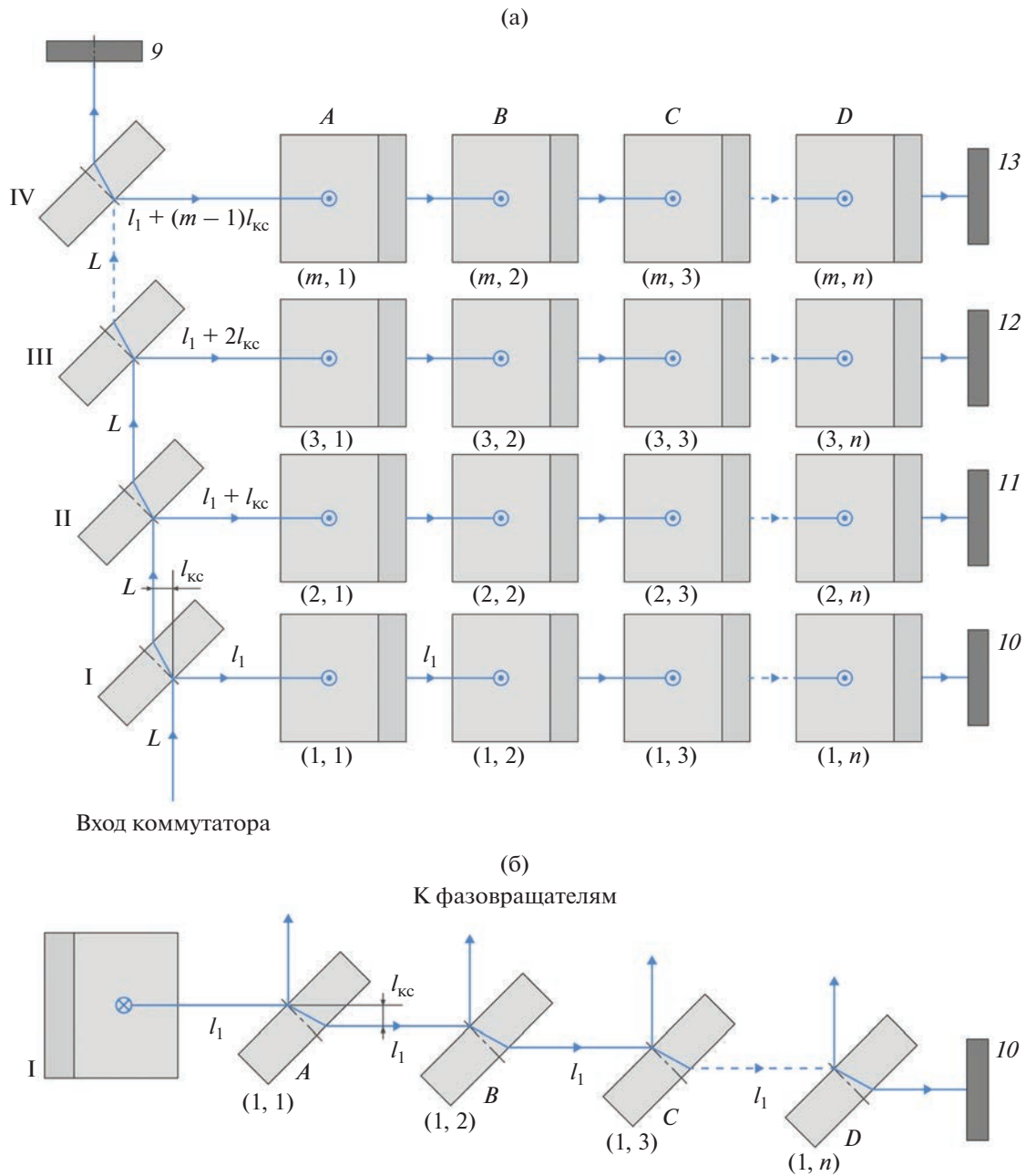


Рис. 2. Оптическая коммутационная система: а) фронтальный вид; б) вид снизу: I–IV – ключи вертикальной системы отклонения, A–D – ключи горизонтальной системы отклонения, 9 – поглощающий экран, 10–13 – фазовращатели.

Изначально все оптические ключи вертикального отклонения открыты ($|T_i| \approx 1$, где T_i – коэффициент прохождения i -го ключа), в результате чего луч лазера проходит через них на поглотитель 9 (см. рис. 1, 2). При подаче напряжения на i -й ключ системы вертикального отклонения (столбец I–IV), он закрывается ($|T_i| \approx 0$). Луч света меняет свое направление распространения на горизонтальное по соответствующей строке A–D до аналогичного поглотителя 10–13 (см. рис. 2). При подаче на-

пряжения на j -й ключ горизонтальной системы A–D, он закрывается ($|T_j| \approx 0$) (см. рис. 2). Таким образом, луч света имеет два контролируемых направления распространения, которые определяются индексами (i, j) из общего числа дискретных значений (m, n) .

Так как в зависимости от индексов i, j луч света может проходить различные оптические расстояния в коммутационной системе, необходимо обеспечить на выходе антенны равенство фаз лу-

чей соседних каналов. По этой причине после каждого оптического ключа на пути света следует оптический фазовращатель 10–15 (см. рис. 1), компенсирующий это приращение фазы. После этого все каналы поступают в линзовую систему 16–18. Линзовая система уменьшает поперечное сечение каждого луча и собирает все лучи в точке фокуса. В зависимости от точки падения луча на линзу 16, изменяются углы распространения луча в точке фокуса. Таким образом, переключая пары оптических ключей $m(n+1)$, можно изменять диаграмму направленности оптической антенны.

Принимающая антенна устроена аналогичным образом. Для приема оптического сигнала необходимо заменить лазерный источник детектирующим фотоприемником.

2.1. Оптический ключ

На сегодняшний день хорошо известны различные типы немеханических оптических ключей. Каждый из них базируется на управляемом материале, способном изменять свои оптические свойства под воздействием электрического или магнитного поля, акустической волны и т.д., управляя тем самым состоянием ключа.

Управляемые материалы можно разделить на четыре группы – магнитооптические, электрооптические, акустооптические и термооптические. Кроме того, есть бистабильные материалы. Для управления показателем преломления первых необходимо использовать соленоиды, что не только увеличивает габариты конструкции, но и приводит к необходимости экранирования магнитного поля [17]. Материалы, способные проявлять бистабильный эффект, сильно ограничены диапазоном интенсивности падающей световой волны, что приводит к низкой энергоэффективности при создании антенн повышенной мощности [18]. Акустооптические материалы применяются в узком диапазоне длин волн и требуют наличия генератора акустических колебаний, что существенно усложняет их применение [19]. Термооптические материалы ограничены рабочим диапазоном температур и требуют большого количества времени для изменения состояния [13], что в перспективе не позволяет использовать их в быстродействующих системах. В данной работе рассчитан оптический ключ на основе электрооптического управляемого материала – ниобата лития (LiNbO_3) [20, 21]. В отличие от рассмотренных выше материалов, ниобат лития управляется электрическим полем, создание и контроль которого значительно проще, чем магнитного. Его преимуществом является низкая электромагнитная инерционность и отсутствие необходимости в дополнительных энергетических затратах.

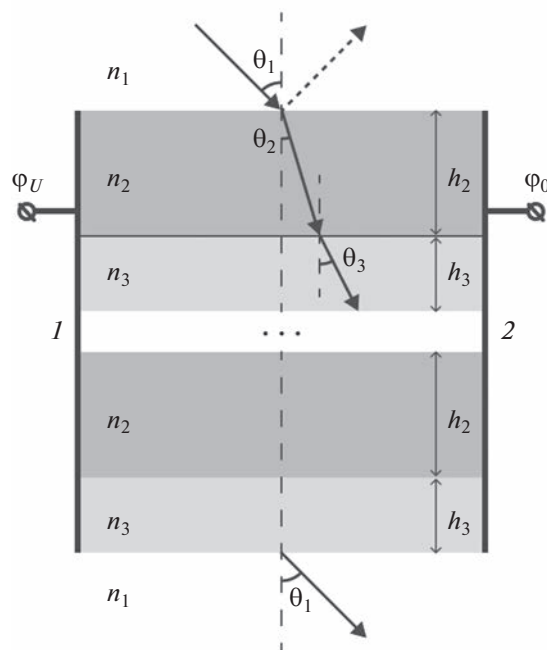


Рис. 3. Оптический ключ в сечении: n_1 – коэффициент преломления внешней среды (воздух); n_2 – коэффициент преломления слоев ниобата лития (LiNbO_3); n_3 – коэффициент преломления слоев диэлектрика; θ_1 – угол падения, θ_2 , θ_3 – углы преломления в ниобате лития и диэлектрике, соответственно, h_2 , h_3 – толщины слоев ниобата лития и диэлектрика, φ_U , φ_0 – потенциалы на обкладках структуры.

Оптический ключ (рис. 3) представляет собой периодическую слоистую структуру, каждый двухслойный период которой состоит из тонкой пленки немагнитного диэлектрика, например полиэтилена, толщиной h_3 порядка 10^{-5} м, и ниобата лития (LiNbO_3), толщиной h_2 порядка 10^{-6} м. Слои последнего соединены между собой с торцов электродами 1 и 2. Электроды представляют собой проводящие пластины, соединяющие все слои структуры с двух сторон. При подаче на них управляющей разности электрических потенциалов $\varphi_U - \varphi_0$, между пластинами возникает электрическое поле.

Коэффициент преломления ниобата лития имеет следующую зависимость от напряжения [22]:

$$n_2 = n_0 - \frac{1}{2} \frac{r n_0^3}{l} U - \frac{1}{2} \frac{\zeta n_0^3}{l^2} U^2, \quad (1)$$

где r – электрооптический коэффициент Показеля ($r = 10^{-12} \dots 10^{-10}$ м/В), ζ – коэффициент Керра ($10^{-18} \dots 10^{-14}$ м²/В²), l – расстояние между электродами $l = 5 \times 10^{-3}$ м, U – напряжение, при-

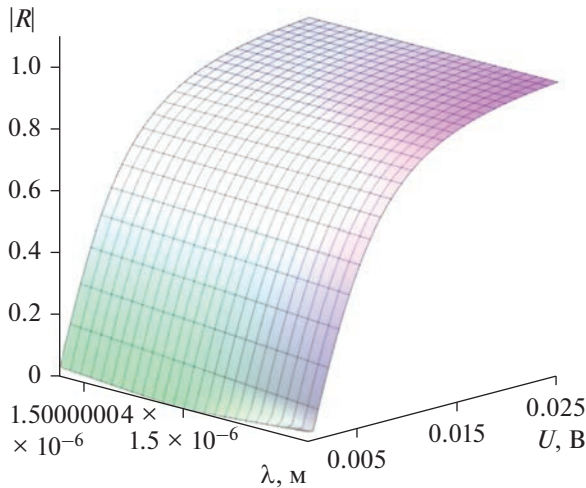


Рис. 4. Зависимость коэффициента отражения от напряжения и длины волны.

кладываемое к электродам; n_0 — коэффициент преломления вакуума ($n_0 = \sqrt{\epsilon\mu} \approx 6.05$) [22].

Для вычисления коэффициентов прохождения и отражения многослойной структуры был использован хорошо известный метод [23, 24], в соответствии с которым коэффициенты прохождения T и отражения R находятся как

$$T = \frac{2\rho_0}{\rho_0^2 M_{21} + \rho_0 M_{11} + \rho_0 M_{22} + M_{12}}, \quad (2)$$

$$R = \frac{M_{12} - \rho_0^2 M_{21} - \rho_0 M_{11} + \rho_0 M_{22}}{\rho_0^2 M_{21} + \rho_0 M_{11} + \rho_0 M_{22} + M_{12}}, \quad (3)$$

где ρ_0 — характеристическое сопротивление вакуума, M_{ij} — элементы характеристической матрицы 2×2 слоистой структуры [25], представленной на рис. 3.

На рис. 4 представлена зависимость модуля коэффициента отражения от подаваемого на электроды напряжения и длины волны. Для расчета были использованы следующие параметры: толщина слоя ниобата лития $h_2 = 10^{-6}$ м, толщина слоя диэлектрика $h_3 = 2 \times 10^{-6}$ м, коэффициент преломления диэлектрика $n_3 = 6$, угол падения $\theta = \pi/4$. Для дальнейшего анализа на рис. 5 приведена кривая для стандартного значения длины волны $\lambda = 1550$ нм. Из рис. 5 видно, что в нормальном состоянии ($U = 0$) ключ открыт, и луч света практически полностью проходит через него. При этом модуль коэффициента отражения составляет 0.00001776. При подаче напряжения ($U \geq 0.03$ В) оптический ключ закрывается, а луч света попадает на соответствующий фазовращатель. При напряжении ($U = 0.03$ В) коэффициент

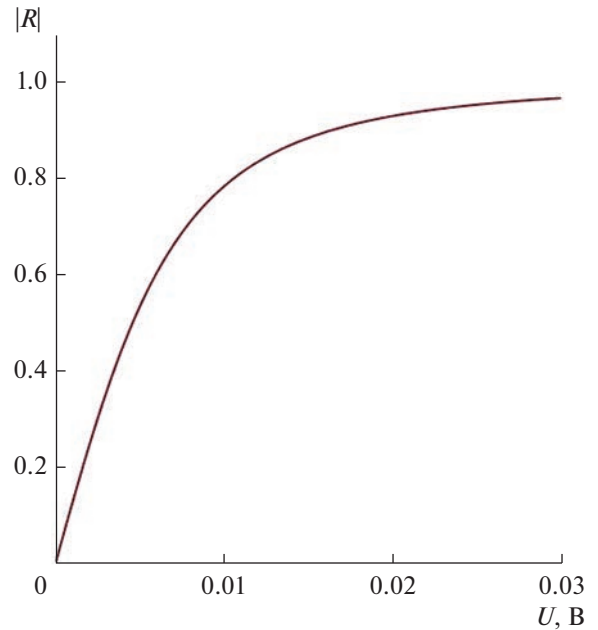


Рис. 5. Зависимость коэффициента отражения от напряжения, при длине волны $\lambda = 1550$ нм.

отражения равен 0.95. Тогда вычислим ослабление входного сигнала для закрытого и открытого состояния ключа соответственно:

$$dB_{\text{закр}} = 10 \lg(R_1) = 10 \lg(0.95) = -0.223 \text{ [дБ]},$$

$$dB_{\text{откр}} = 10 \lg(R_2) = 10 \lg(0.00001776) = -47.5 \text{ [дБ]}.$$

Зависимость фазы отраженной и прошедшей волн от приложенного внешнего напряжения показаны на рис. 6 и 7. Данная характеристика очень важна в данном случае, поскольку фазы коэффициента прохождения и отражения определяют время задержки сигнала [25].

2.2. Телескопическая система линз

Рассмотрим систему линз, изображенную на рис. 8. Система линз должна выполнять две функции: уменьшать поперечное сечение всех падающих лучей и фокусировать их в одной точке. Это необходимо для того, чтобы сфокусировать широкий луч света в каждом канале после прохождения им оптического коммутатора и системы фазовращателей. Далее сфокусированный луч падает на собирающую линзу 3. В зависимости от координаты его падения на линзу (i, j) из (m, n) дискретных значений произойдет преломление луча под определенным углом, и он продолжит распространение во внешней среде в соответствующем направлении. Таким образом, задавая системой оптических ключей значения (i, j) , можно

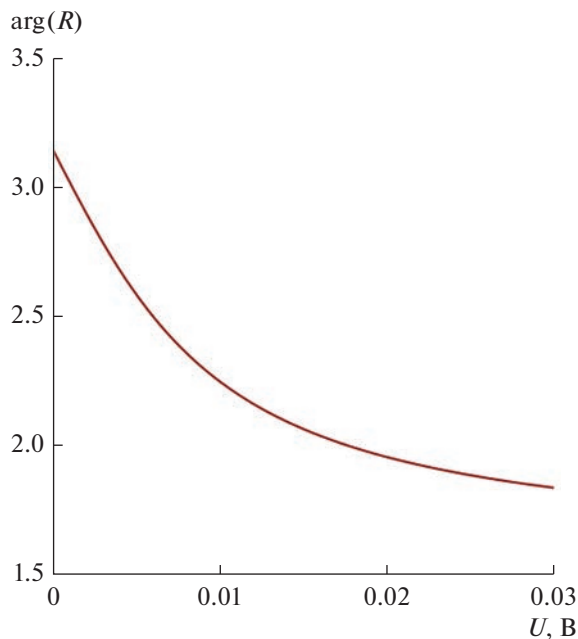


Рис. 6. Зависимость фазы коэффициента отражения от напряжения.

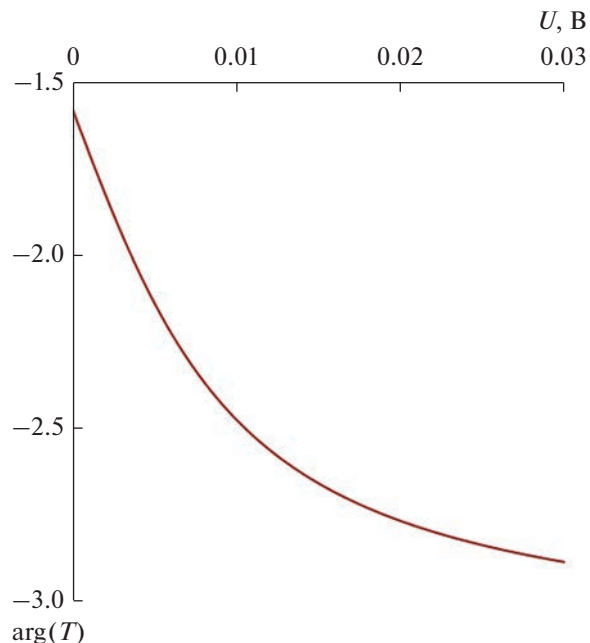


Рис. 7. Зависимость фазы коэффициента прохождения от напряжения.

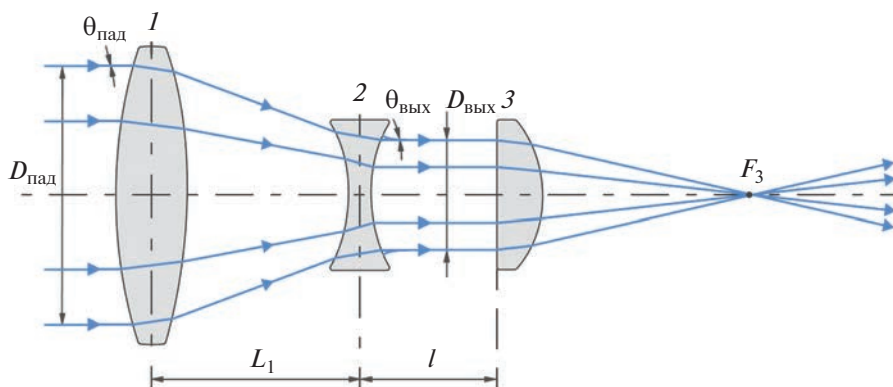


Рис. 8. Схема телескопической системы линз: $\theta_{\text{пад}}$ – угол расходимости падающего луча, $\theta_{\text{вых}}$ – угол расходимости выходящего луча, $D_{\text{пад}}$ – диаметр поперечного сечения падающего луча, $D_{\text{вых}}$ – диаметр поперечного сечения выходящего луча, L_1 – рабочее расстояние телескопа, l – расстояние от телескопа до собирающей линзы 3 (точкой F обозначен ее фокус); 1 – двояковыпуклая линза, 2 – двояковогнутая линза, 3 – плосковыпуклая линза.

контролировать направление распространения луча.

Для этого применяются плоская и выпуклая линзы 1 и 2 (см. рис. 8), образующие собой телескоп Галилея, и собирающая линза 3. В рассматриваемой задаче такая конфигурация представляется наиболее оптимальной.

Введем обозначения: $F_1 = 60$ мм фокус линзы 1, $F_2 = -15$ мм фокус линзы 2, а $F_3 = 4$ м фокус линзы 3. Выберем расстояние $l = 15$ мм. Тогда рабочее расстояние телескопа L_1 вычисляем по формуле

$$L_1 = F_1 + F_2 = 45 \text{ мм.} \quad (4)$$

Рассчитаем силу увеличения телескопа

$$\Gamma = -\frac{F_2}{F_1} = \frac{1}{4}. \quad (5)$$

Используя формулу тонкой линзы, выразим радиусы кривизны линз

$$\begin{aligned} R_1 &= F_1(2n_1 - 2) = 72 \text{ мм,} \\ R_2 &= -F_2(2n_2 - 2) = 18 \text{ мм,} \\ R_3 &= F_3(n_3 - 1) = 2.4 \text{ м,} \end{aligned} \quad (6)$$

соответственно для линз 1, 2 и 3 (см. рис. 8). Здесь n_1, n_2, n_3 – относительные коэффициенты преломления материала линз (для выбранного оптического стекла $n_1 = n_2 = n_3 = 1.6$). Силу увеличения

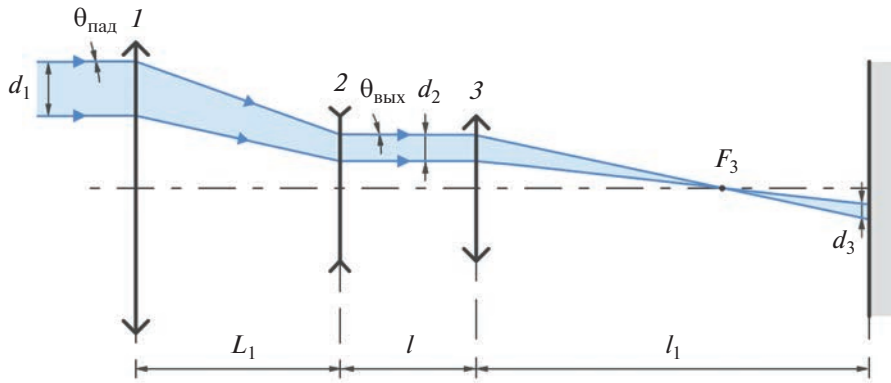


Рис. 9. Расхождение светового луча в системе: d_1 — диаметр пучка на входе, d_3 — диаметр пучка на выходе, l — двойковогнутая линза, 2 — двойковогнутая линза, 3 — плосковыпуклая линза.

можно выразить через углы расходимости пучка или диаметры его поперечного сечения:

$$\Gamma = \frac{\theta_{\text{пад}}}{\theta_{\text{вых}}} = \frac{D_{\text{вых}}}{D_{\text{пад}}}. \quad (7)$$

Теперь выразим диаметр выходного пучка на рабочем расстоянии L :

$$D_L = \Gamma D_{\text{пад}} + L \operatorname{tg}(2\theta_{\text{вых}}). \quad (8)$$

Кроме того, угол расхождения выходного луча зависит от фокусного расстояния объектива (рис. 9).

Выразим диаметр поперечного сечения луча на расстоянии $l_1 = 100$ м от входного диаметра $d_1 = 4$ мм и входного угла расхождения $\theta_{\text{пад}} = 0.05^\circ$:

$$d_3 = \frac{(l_1 - F_3)}{F_3} D_L = \frac{(l_1 - F_3) \left(\Gamma d_2 + l \operatorname{tg} \left(\frac{2\theta_{\text{пад}}}{\Gamma} \right) \right)}{F_3} = 26.5 \text{ мм}. \quad (9)$$

Приняв значение $F_3 = 15$ м, получим $R_3 = 9$ м. При прежних остальных параметрах, получим $d_3 = 6.2$ мм. Таким образом, в рассматриваемой антенне следует использовать длиннофокусную оптическую систему.

Теперь рассчитаем разность фаз соседних каналов, возникающую при прохождении линзовой системы. Она будет представлять сумму фазовых сдвигов луча в каждом элементе системы (см. рис. 8). Решая геометрическую задачу, выразим длины оптических путей. Сдвиг фаз i -го луча, возникающий в каждой из трех линз соответственно:

$$\Delta\varphi_1 = k_0 n_1 l_1, \quad \Delta\varphi_2 = k_0 n_2 l_2, \quad \Delta\varphi_3 = k_0 n_3 l_3, \quad (10)$$

где $k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$ — волновой вектор луча; l_1, l_2, l_3 — длины оптических путей лучей в линзах:

$$l_1 = \operatorname{tg} \beta_1(i) x + \left(\frac{1}{2} + \left| \frac{n+1}{2} - i \right| \right) L + \frac{\operatorname{tg} \beta_1(i) d_1(i)}{2}, \quad (11)$$

$$l_2 = \operatorname{tg} \beta_2(i) (x - L_1) + \left(\frac{1}{2} + \left| \frac{n+1}{2} - i \right| \right) L \Gamma + \frac{\operatorname{tg} \beta_2(i) d_2(i)}{2}, \quad (12)$$

$$l_3 = h_3 - R_3 + \sqrt{R_3^2 - \left(\frac{1}{2} + \left| \frac{n+1}{2} - i \right| \right)^2 L^2}, \quad (13)$$

где $\operatorname{tg} \beta_{1,2}(i)$ — коэффициент наклона i -го луча внутри линз 1, 2 соответственно;

$$d_1(i) = h_1 - 2R_1 + 2\sqrt{R_1^2 - \left(\frac{1}{2} + \left| \frac{n+1}{2} - i \right| \right)^2 L^2}, \quad (14)$$

$$d_2(i) = h_2 + 2R_2 - 2\sqrt{R_2^2 - \left(\frac{1}{2} + \left| \frac{n+1}{2} - i \right| \right)^2 (L\Gamma)^2} \quad (15)$$

— приведенная толщина линз 1, 2 для i -го луча; h_1, h_2, h_3 — толщины линз 1–3 по главной оптической оси.

Сдвиг фаз, возникающий в пространстве между линзами 1 и 2 (см. рис. 8) —

$$\Delta\varphi_{12} = k_0 n_0 l_{12}, \quad (16)$$

где

$$l_{12} = -L \left(\frac{1}{2} + \left| \frac{n+1}{2} - i \right| \right) \left(\frac{(1-\Gamma)}{L_1} x - 1 \right),$$

n_0 — относительный коэффициент преломления внешней среды (воздух); и между линзами 2 и 3 —

$$\Delta\varphi_{23} = k_0 n_0 (l + d_2(i)). \quad (17)$$

Теперь рассчитаем сдвиг фаз между каналами в свободном пространстве (на выходе антенны):

$$\Delta\varphi_{\text{вых}} = k_0 n_0 l_{\text{вых}}, \quad (18)$$

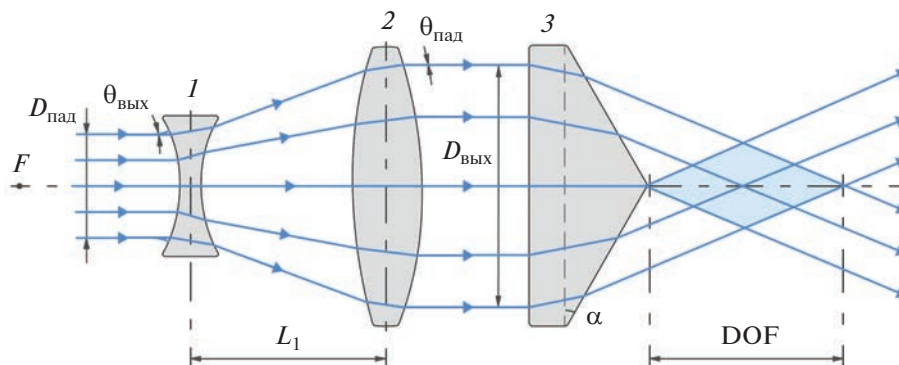


Рис. 10. Схема оптического дефлектора: 1 – двояковогнутая линза, 2 – двояковыпуклая линза, 3 – аксикон, DOF – глубина резкости аксикона.

где длина оптического пути i -го луча от собирающей линзы 3 до точки фокуса F_3

$$l_{\text{вых}} = -\frac{L\Gamma\left(\frac{1}{2} + \left|\frac{n+1}{2} - i\right|\right)}{F_3 - d_3(i)} \times \\ \times (x - L_1 - l - d_3(i)) + \left(\frac{1}{2} + \left|\frac{n+1}{2} - i\right|\right) L\Gamma.$$

Здесь $d_3(i) = h_3 - R_3 + \sqrt{R_3^2 - \left(\frac{1}{2} + \left|\frac{n+1}{2} - i\right|\right)^2 (L\Gamma)^2}$ – приведенная толщина линзы 3 для i -го луча.

Тогда суммарный сдвиг фаз соседних каналов в линзовой системе $\varphi_{\text{линз}}$ можно выразить так

$$\varphi_{\text{линз}} = \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_{12} + \varphi_{23} + \varphi_{\text{вых}}. \quad (19)$$

2.3. Фазовращатель

Важной является задача согласования фаз лучей на выходе каждого канала оптической антенны. Условие равенства выходных фаз необходимо для передачи информации путем модуляции фазы светового луча. Отметим, что учитываются только фазовые сдвиги между соседними каналами, но не внутри каждого канала. Это объясняется различной длиной оптических путей для каждого канала, вызываемых коммутацией оптических ключей i, j , различными траекториями распространения в оптической системе 16–18 (см. рис. 1), а также разницей в траекториях лучей в свободном пространстве между антеннами.

Таким образом, необходимо учесть суммарный фазовый сдвиг каждого канала в указанных системах. Частично эти величины были выведены в предыдущих разделах. Их результирующее воздействие может быть выражено как:

$$\varphi_{\Sigma} = \varphi_{\text{линз}} + \varphi_{\text{кс}}, \quad (20)$$

где $\varphi_{\text{кс}}$ – сдвиг фаз лучей в оптической коммутационной системе 3–8 (см. рис. 1).

Представим результирующий сдвиг фаз в коммутационной системе (см. рис. 2) как сумму сдвига фаз в вертикальной системе отклонения (столбец I–IV) и сдвига фаз в горизонтальной системе отклонения (строки A–D). Тогда сдвиг фазы луча с индексом (i, j) из (m, n) возможных имеет вид

$$\varphi_{\text{кс}} = (i-1)\varphi_T + i\varphi_R + (j-1)\varphi_T + j\varphi_R, \quad (21)$$

где $\varphi_T = \arg(T)$ и $\varphi_R = \arg(R)$ – сдвиги фаз при прохождении и отражении оптического ключа соответственно (см. разд. 2.1).

2.4. Оптический дефлектор

Как описывалось ранее, оптический дефлектор увеличивает диаметр коллимированного входного пучка до большего коллимированного выходного пучка. Это необходимо для равномерного распределения интенсивности светового потока луча лазера по поверхности оптических ключей с целью предотвращения их выгорания. Важной функцией дефлектора также является преобразование гауссовых пучков в бесселевы с протяженной глубиной фокусировки. На входе антенны лазер излучает гауссов пучок, для которого свойственно быстрое затухание амплитуды по мере удаления от оси пучка. В пределах глубины фокусировки выходящие лучи можно рассматривать как бесселевы, поперечное распределение которых остается неизменным благодаря отсутствию дифракции.

Функциональная схема дефлектора приведена на рис. 10. Луч света от лазерного источника поступает в телескоп, состоящий из двояковогнутой линзы 1 и двояковыпуклой линзы 2. Аналогично линзовой системе (см. разд. 2.2) поперечный диаметр луча изменяется в Γ раз. Зададим ширину лазерного луча $D_{\text{пад}} = 1$ мм и фокусные расстояния линз $F_1 = -10$ мм и $F_2 = 40$ мм. Тогда получим

$$L_1 = F_1 + F_2 = 30 \text{ мм}. \quad (22)$$

Рассчитаем силу увеличения телескопа:

$$\Gamma = -\frac{F_2}{F_1} = \frac{\theta_{\text{пад}}}{\theta_{\text{вых}}} = \frac{D_{\text{вых}}}{D_{\text{пад}}} = 4, \quad (23)$$

где $\theta_{\text{пад}}$ — угол расходимости падающего луча, $\theta_{\text{вых}}$ — угол расходимости выходящего луча, $D_{\text{пад}}$ — диаметр поперечного сечения падающего луча, $D_{\text{вых}}$ — диаметр поперечного сечения выходящего луча.

Используя формулу тонкой линзы, выразим радиусы кривизны линз:

$$R_1 = F_1(2n_1 - 2) = 12 \text{ мм}, \quad (24)$$

$$R_2 = -F_2(2n_2 - 2) = 48 \text{ мм}, \quad (25)$$

где n_1, n_2, n_3 — относительные коэффициенты преломления материала линз ($n_1 = n_2 = 1.6$).

Также следует отметить, что согласно формуле (23) с увеличением выходного диаметра пучка $D_{\text{вых}}$ уменьшается его угол расходимости θ_0 . Таким образом, расхождение лучей в антенне сводится к минимуму.

Далее расширенный световой пучок падает на аксикон 3 (см. рис. 10). Главной характеристикой аксикона является угол α между образующей поверхностью и основанием. Глубина фокуса аксикона имеет следующую зависимость от α :

$$\text{DOF} = \frac{\frac{D_{\text{вых}}}{2} \sqrt{1 - n^2 \sin^2(\alpha)}}{\cos(\alpha) \sin(\alpha) \left(n \cos(\alpha) - \sqrt{1 - n^2 \sin^2(\alpha)} \right)}. \quad (26)$$

Откуда при $n = 1.6$ и $\text{DOF} = 60$ мм получим $\alpha \approx 3^\circ$.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в данной работе рассмотрены физические основы построения оптической антенны с управляемой диаграммой направленности. В основу антенны положен оптический коммутатор, состоящий из электрооптических элементов на основе многослойных структур, вследствие чего достигается высокая надежность, устойчивость к внешним факторам и быстроедействие. Также представлены и рассчитаны минимально необходимые вспомогательные системы антенны: оптический дефлектор, система фазовращателей, система линз. Найдены основные аналитические выражения, описывающие поведение системы. Дана энергетическая оценка эффективности антенны.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект № 23-29-00795).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Vyatov K., Barabanova E., Igumnov M. // J. Phys.: Conf. Ser. 2019. V. 1368. № 2. P. 022038.
2. Salameh A.I., Tarhuni M.E. // Future Internet. 2022. V. 14. № 4. P. 117.
3. Khiadani N. // Majlesi J. Electrical Engineering. 2021. V. 10. № 2. P. 87.
4. Ikram M., Sultan K., Lateef M.F., Alqadami A.S.M. // Electronics. 2022. V. 11. № 1. P. 169.
5. Kiniasih S.D. Fiber-Optic Communication Systems. 3rd ed. N.Y.: John Wiley & Sons, Inc. 2002.
6. Blaunstein N., Engelberg S., Krouk E., Sergeev M. Fiber Optic and Atmospheric Optical Communication. N.Y.: Wiley; IEEE Press, 2019. Chapter 11.
7. Xiaoming Zhu X., Kahn J.M. // IEEE Trans. 2002. V. COM-50. № 8. P. 1293.
8. DeRose C.T., Kekatpure R.D., Trotter D.C. et al. // Optics Express. 2013. V. 21. № 4. P. 5198.
9. Kedar D., Arnon S. // IEEE Commun. Magaz. 2004. V. 42. № 5. P. s2.
10. Zou Y., Ke Z., Shao Y. et al. // Appl. Optics. 2022. V. 61. № 3. P. 721.
11. Huang L., Wang P., Liu Z. et al. // Appl. Optics. 2019. V. 58. № 9. P. 2226.
12. Dong B., Jia J., Li G. et al. // Optics Express. 2022. V. 30. № 22. P. 40936.
13. Kaplan G., Aydin K., Scheuer J. // Optical Mater. Express. 2015. V. 5. № 11. P. 2513.
14. Jameel A., Mazher W., Ucan O.N. // Proc. 2nd Int. Multi-Disciplinary Conf. "Integrated Sciences and Technologies". 7–9 Sept. 2019, Sakarya. Gent: EAI, 2019. P. 447.
15. Da Silva V.L., Liu Y., Antos A.J. et al. // Proc. Conf. Optical Fiber Commun. 25 Feb.–01 Mar. 1996. San Jose. N.Y.: IEEE, 1996. P. 202.
16. Заказнов Н.П., Кирюшин С.И., Кузичев В.И. Теория оптических систем. М.: 1992. С. 53.
17. Karri P., Puri A., Tang J. // IEEE Trans. 1996. V. Mag-32. № 5. P. 4099.
<https://doi.org/10.1109/20.539311>
18. Ojha J.J., Simmons J.G., Vetter A.S. et al. // Proc. Conf. LEOS'93. San Jose. 15–18 Nov. N.Y.: IEEE, 1993. P. 500.
<https://doi.org/10.1109/LEOS.1993.379280>
19. Riza N.A. // J. Lightwave Technol. 2008. V. 26. № 15. P. 2500.
<https://doi.org/10.1109/JLT.2008.927204>
20. Barabanova E.A., Vyatov K.A., Nguyen T.T. // J. Phys.: Conf. Ser. 2019. V. 1368. № 2. P. 389.
21. Dadoenkova Y.S., Lyubchanskii I.L., Lee Y., Rasing T. // IEEE Trans. 2011. V. 47. № 6. P. 1623.
22. Vyatov K., Barabanova E., Zouhdi S. // Appl. Phys. A. 2018. V. 124. № 2. P. 1.
<https://doi.org/10.1007/s00339-018-1563-z>
23. Born M.E., Wolf E. Principles of Optics. Cambridge: Univ. Press, 2000.
24. Вытовтов К.А. // РЭ. 2004. Т. 49. № 5. С. 559.
25. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Сов. радио, 1977. С. 31.

НОВЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ И ЭЛЕМЕНТЫ

УДК 621.372.2

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК МОДАЛЬНОГО ФИЛЬТРА НА ДВУХСТОРОННЕЙ ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЕ

© 2023 г. М. А. Самойличенко^а, *, Е. С. Жечев^а, Т. Р. Газизов^а

^а Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,
просп. Ленина, 40, Томск, 634050 Российская Федерация

*E-mail: 1993mary2011@mail.ru

Поступила в редакцию 23.12.2022 г.

После доработки 09.03.2023 г.

Принята к публикации 27.03.2023 г.

Экспериментально показана возможность разложения сверхкороткого импульса на последовательность импульсов меньшей амплитуды в модальном фильтре на двухсторонней печатной плате. Для подтверждения результатов экспериментального исследования выполнено квазистатическое моделирование. В ходе измерений ослабление составило 5.4 раза по отношению к половине ЭДС, а полоса пропускания 120 МГц. Изменение граничных условий на концах пассивного проводника на короткое замыкание (КЗ) и холостой ход (ХХ) позволило увеличить ослабление до 6.7 раза и полосу пропускания до 150 МГц. Показано появление дополнительных импульсов при КЗ-ХХ, представлены результаты анализа целостности полезного сигнала.

DOI: 10.31857/S0033849423070094, EDN: WPJULQ

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Параллельно с бурным развитием и внедрением в различные сферы деятельности различной радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) в последние годы ведутся активные работы по созданию новых источников мощного преднамеренного электромагнитного излучения [1–3]. Особо опасными являются сверхкороткие импульсы (СКИ), которые проявляются в виде отдельных импульсов или их последовательности [4]. Известны три эффекта, которые могут возникать в РЭА при воздействии СКИ: необратимые отказы некоторых элементов; переход активных элементов в режим насыщения; ошибки при передаче цифровых данных [5]. Первый эффект возникает при высоких уровнях воздействующего импульсного электромагнитного поля (более 100 кВ/м). Возникновение второго, как правило, происходит в тех случаях, когда частота повторения воздействующих импульсов составляет не менее нескольких сотен герц. Возможным следствием последнего является искажение битовой последовательности (искажение полезного сигнала). Этот способ воздействия на цифровые устройства демонстрирует высокую эффективность даже при относительно низких амплитудах воздействующих электромагнитных импульсов [6].

Современные цифровые и аналоговые микросхемы, как правило, имеют специальные защит-

ные цепи, обеспечивающие ослабление помех. Для защиты широко используются специализированные устройства — газовые разрядники, варисторы, TVS-диоды. Однако они имеют некоторые недостатки: у газовых разрядников это — высокое значение напряжения срабатывания (от десятков до сотен вольт) и напряжения дуги (из-за этого использование их для защиты низковольтных цепей затруднительно); зависимость напряжения срабатывания от скорости нарастания импульса; низкое быстродействие; длительный период восстановления; ограниченный срок службы (данные взяты из каталога <https://www.compel.ru/lib/66139>). В качестве основного недостатка варисторов можно отметить их большую собственную емкость, которая вносится в цепь. В зависимости от конструкции, типа и номинального напряжения эта емкость может составлять от 80 до 30000 пФ. Кроме того, недостатком элемента является низкочастотный шум, создаваемый им при работе. При длительном воздействии напряжений критической величины — рассеивание мощности прекращается, а сам полупроводниковый элемент перегревается и выходит из строя [7]. Стандартная технология TVS-диодов не позволяет делать их достаточно эффективными для напряжений ниже 5 В. Их емкостное сопротивление напрямую относится к области перехода и растет экспоненциально, в то время как рабочее напряжение снижается.

Влияние емкостной нагрузки, которую создает защитный диод высокочастотному сигналу, или передачи через длинную линию, приводят к отражению сигнала (<http://www.electrosad.ru/Electronics/zaschita.htm>).

Для повышения защищенности РЭА от кондуктивных помех предлагаются такие устройства защиты, как ограничители, фильтры и т.д. Так, например, известно устройство защиты “Электрическая розетка с защитой от помех” [8]. Недостатком устройства является сложность конструкции. Известно устройство для защиты РЭА от импульсных перенапряжений [9], а также для защиты средств связи от импульсных перенапряжений [10]. Недостатками устройств являются сложность конструкции и малый ресурс. В работе [11] приведен обзор активных ЕМИ-фильтров для снижения уровня кондуктивных помех в силовых электронных преобразователях. Однако у них есть недостатки: для большого количества цепей, требующих защиты, при стандартном подходе понадобится и большое количество фильтров, которые занимают большой объем; они включаются в разрыв контрольных и силовых кабелей, что при наличии большого количества цепей существенно затрудняет их установку и делает эту работу дорогой и сложной.

В последнее время все большее внимание уделяется устройствам на полосковых и микрополосковых линиях передачи (МПЛ). Они имеют малые габариты, простые конструкции, практически неограниченный срок службы, функционирование в широком диапазоне напряжений. Кроме того, они могут устанавливаться на печатных платах (ПП), что существенно экономит место в устройстве, так как не приходится выносить фильтры отдельным блоком. Производство таких фильтров существенно дешевле, а размещение их на плате не сложнее установки в блоке.

В работе [12] рассмотрены встречно-штыревые микрополосковые фильтры как устройства защиты от сверхширокополосных импульсов. Выявлено, что такие фильтры подходят для защиты электронных цепей от очень быстрых переходных процессов опасной амплитуды и легко интегрируются в электронные схемы. В работе [13] представлены результаты расчета и исследования фильтров нижних частот с распределенными параметрами с частотами среза 6 и 7 ГГц. Недостатком устройств является сложность интеграции в ПП.

В связи со сказанным актуален поиск новых устройств защиты. Так, исследуются новые защитные устройства на основе МПЛ, называемые модальными фильтрами (МФ), в основу работы которых положено использование модальных искажений [14–16]. Основная идея модальной фильтрации заключается в ослаблении влияния помехо-

вого импульса за счет разности задержек мод его поперечных волн в МПЛ. Особый интерес представляют МФ, полученные за счет модификации МПЛ и копланарной линии (КПЛ). Это достигается, например, за счет двух вырезов в опорной плоскости. Такие МФ просты в реализации, имеют меньшую длину и достаточно хорошее подавление СКИ, а также легко интегрируются в реальные ПП. Так, например, МФ можно реализовывать в ПП, используя уже имеющиеся печатные дорожки на ПП. Так, в работе [17] экспериментально показана возможность ослабления СКИ в МФ с пассивным проводником в вырезе опорной плоскости. Конфигурация такого МФ получается за счет двух вырезов в опорной плоскости обычной МПЛ. В работе [18] рассматривается влияние двух способов соединения опорных проводников (на концах МФ и вдоль всей длины) на разложение СКИ в МФ на двухсторонней печатной плате (ДПП). Конфигурация такого МФ получается за счет двух вырезов в опорной плоскости обычной КПЛ. Показано, что в случае соединения только на концах МФ к выходу приходят три импульса, а вдоль всей длины — два. В работе [19] приведено сравнение характеристик КПЛ и МФ. Для сравнения характеристик изготовлен макет КПЛ длиной 53 мм. Показано, что КПЛ не позволяет защитить от СКИ (ослабление составило 1.21 раза по отношению к половине электродвижущей силы (ЭДС). После измерения КПЛ в ее опорной плоскости были сделаны два выреза, что позволило образовать МФ. Добавление двух вырезов позволило ослабить СКИ (по результатам измерений ослабление составило 2.3 раза по отношению к половине ЭДС). Длина МФ 53 мм позволяет его легко интегрировать в ПП, используя в качестве защиты уже имеющиеся печатные дорожки и полигоны. На рис. 1а, на примере платы программируемого микроконтроллера, показана возможность использования такого МФ в сигнальных линиях и цепях питания. Возможная схема включения МФ в электрическую цепь приведена на рис. 1б.

Между тем исследования подобных МФ не завершены. Так, не исследовано экспериментально ослабление СКИ в МФ на ДПП с опорными проводниками, соединенными только на концах.

Цель данной работы — экспериментальное подтверждение ослабления СКИ в МФ на ДПП с опорными проводниками, соединенными только на концах, с демонстрацией возможности его использования для защиты сигнальных цепей от помех.

2. КОНСТРУКЦИЯ МФ, ПОДХОДЫ И МЕТОДЫ

На рис. 2а приведено поперечное сечение МФ на ДПП. На рис. 2б приведена схема включения МФ, которая состоит из пяти параллельных проводников. Активный проводник линии на одном

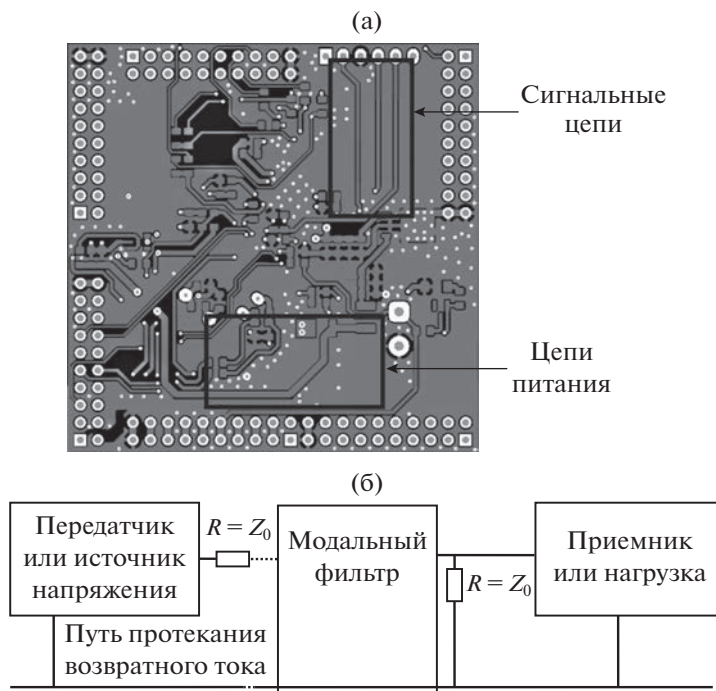


Рис. 1. Пример реализации (а) и включения в цепь (б) МФ на ДПП.

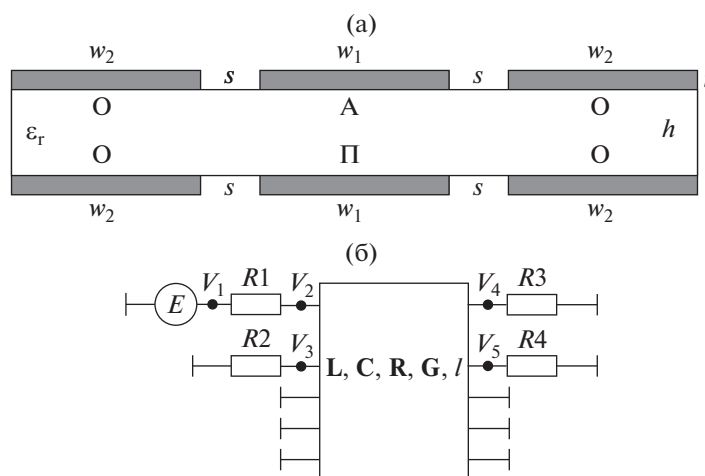


Рис. 2. Поперечное сечение (а) и схема включения (б) МФ на ДПП: s — разнос проводников, w_1 — ширина активного А и пассивного П проводников, w_2 — ширина опорных О проводников, h — толщина диэлектрика, t — толщина проводников, ϵ_r — относительная диэлектрическая проницаемость.

конце соединен с источником СКИ, представленным на схеме идеальным источником ЭДС E и внутренним сопротивлением R_1 . На другом конце активный проводник линии соединен с нагрузкой, представленной сопротивлением R_3 . Начало сигнального проводника (пассивного) на нижнем слое подложки подключено к пластине (является опорным проводником) через резистор R_2 , а конец — через резистор R_4 . Три крайних проводника являются опорными и напрямую

подключены с обоих концов. Значения сопротивлений $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 50 \text{ Ом}$.

Для проведения экспериментального исследования во временной области, использовался цифровой стробоскопический осциллограф DSA8300 (рис. 3а). С помощью дискретного модуля (80E04) на вход МФ подавался сигнал с линейно нарастающим фронтом. Количество точек усреднения принято равным 30. Из производных от временных откликов на ступенчатое воздействие $U(t)$,

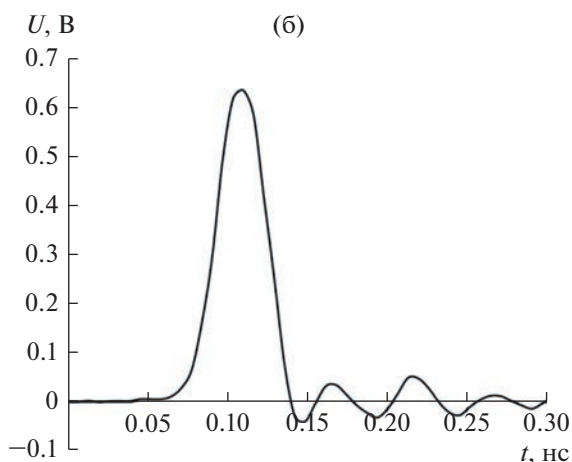
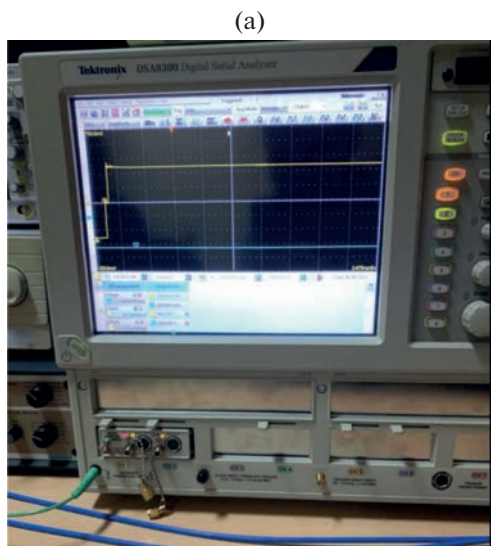


Рис. 3. Цифровой стробоскопический осциллограф DSA8300 (а) и форма воздействующей ЭДС (б).

получены временные отклики на воздействие вида $dU(t)/dt$. Так как исследуемое устройство линейно, то для простоты восприятия сигнал нормирован к 0.63 В по максимальной амплитуде. Данное воздействие использовалось в качестве ЭДС источника помехи с параметрами: амплитуда 0.634 В, время фронта 14.6 пс, спада 12 пс и плоской вершины 4.7 пс (по уровням 0.1...0.9), общая длительность (по уровню 0.5) 22 пс (рис. 3б).

Для проведения экспериментального исследования в частотной области был использован векторный анализатор электрических цепей “Панорама” Р4226 (рис. 4). Для повышения точности регистрации сигналов выполнена калибровка.

Предварительная оптимизация параметров поперечного сечения для изготовления лабораторного макета МФ, а также сравнение результатов измерения и моделирования выполняли с помощью квазистатического подхода в системе TALGAT. Матрицы **L** и **C** вычислены методом моментов. Потери в проводниках и диэлектриках определя-



Рис. 4. Векторный анализатор электрических цепей “Панорама” Р4226.

ются матрицами **R** и **G**. Моделирование в TALGAT позволяет значительно сэкономить время и средства на разработку устройств. Результаты моделирования имеют приемлемую точность, что подтверждено результатами многочисленных верификаций [20].

3. РЕЗУЛЬТАТЫ

3.1. Оптимизация

Для изготовления лабораторного макета выполнена оптимизация МФ на ДПП. Для этого взят двухсторонний фольгированный стеклотекстолит общей толщиной 250 мкм ($t = 35$ мкм и $h = 180$ мкм). Оптимизировались ширина активного и пассивного проводников (w_1) от 500 до 4000 мкм и разнос проводников s от 500 до 4000 мкм при $l = 12$ см. Ширина опорных проводников w_2 принята 800 мкм. Оптимизация выполнялась по критерию уменьшения амплитуды напряжения на выходе МФ за счет выравнивания амплитуд импульсов и максимизации разности погонных задержек мод. В качестве воздействующего импульса при оптимизации использовали сигнал стробоскопического осциллографа в форме ступеньки.

Выравнивание амплитуд и минимизация до 0.060 В достигнуты при $w_1 = 700$ мкм и $s = 3450$ мкм. Результаты моделирования показаны на рис. 5. Как видно, амплитуда выходного напряжения равна 0.06 В, а разность погонных задержек импульсов составляет 0.384 нс.

3.2. Макет МФ

Для изготовления макетов выполнена трассировка макета ПП МФ. Длина макета МФ принята равной 12 см (из-за гибкости макета ввиду малой толщины диэлектрика). После изготовления МФ

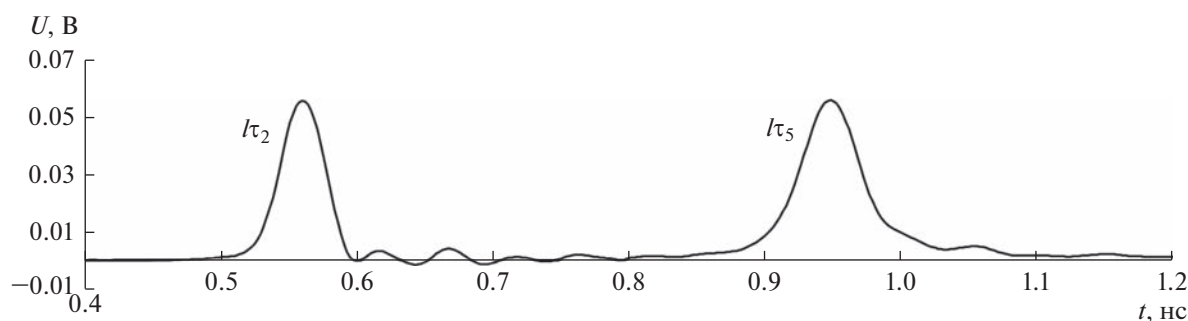


Рис. 5. Форма напряжения на выходе оптимизированного МФ.

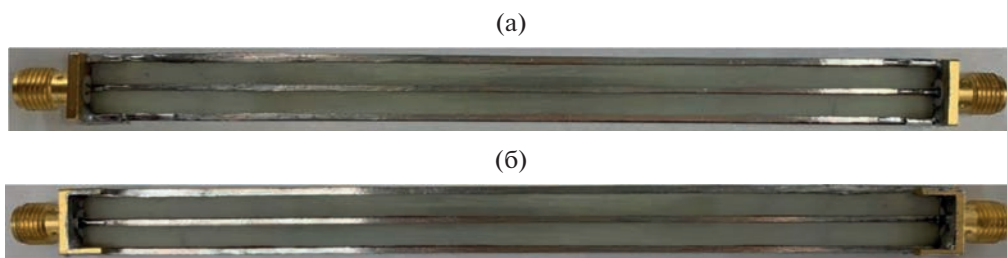


Рис. 6. Фото верхнего (а) и нижнего (б) слоев макета МФ.

проведен контроль геометрических параметров. С помощью увеличительного стекла с измерительной линейкой контролировали ширину печатных проводников и расстояние между ними. Получены реальные значения геометрических параметров, средние значения которых составили: $w_1 = 738$ мкм, $w_2 = 985$ мкм и $s = 3255$ мкм. На рис. 6 показан изготовленный макет МФ.

3.3. Результаты эксперимента

На рис. 7 представлены результаты эксперимента и моделирования во временной области. Видно, что СКИ раскладывается на два импульса с меньшими амплитудами с задержками $l\tau_2$ и $l\tau_5$. С изменением граничных условий на концах пассивного проводника на короткое замыкание (КЗ) и холостой ход (ХХ) амплитуда импульсов становится меньше. Экспериментально подтверждается появление дополнительных импульсов (см. рис. 7б, Д1 и Д2) при изменении граничных условий на концах пассивного проводника. Из рис. 7б видно, что при первом проходе сигнала по линии дополнительные импульсы отсутствуют, что объясняется отсутствием отражений от начала линии. Они появляются после третьего прохода, когда отраженный от конца линии сигнал (при первом проходе) вернулся в начало. Также видно, что амплитуда дополнительных импульсов меньше амплитуды основных импульсов мод. Следовательно, ослабление СКИ необходимо оценивать по значению $U_{\max}$ именно основных импульсов

мод. Так, при согласованном случае, по результатам эксперимента, достигнуто ослабление входного воздействия в 5.4 раза, а в случае КЗ-ХХ — 6.7 раза. Амплитуды напряжения первых двух импульсов и разность задержек мод, полученные при эксперименте и моделировании, приведены в табл. 1.

Для точного определения времени прихода дополнительных импульсов с помощью квазистатического моделирования вычислены погонные задержки и время прихода пяти основных мод (табл. 2). Получившиеся комбинации и время прихода дополнительных импульсов приведены в табл. 3, а напряжения дополнительных импульсов по результатам моделирования и эксперимента — в табл. 4.

Из рис. 7 видно, что результаты эксперимента и моделирования во временной области хорошо согласуются по форме и времени прихода импульсов, хотя в эксперименте меньше разность задержек мод. Отклонение результатов модели-

Таблица 1. Выходные характеристики исследуемого МФ

Параметр	Моделирование		Эксперимент	
	50-50	КЗ-ХХ	50-50	КЗ-ХХ
U_2 , В	0.055	0.041	0.059	0.047
U_5 , В	0.057	0.021	0.055	0.028
Δt , нс/м	3.7		3.1	

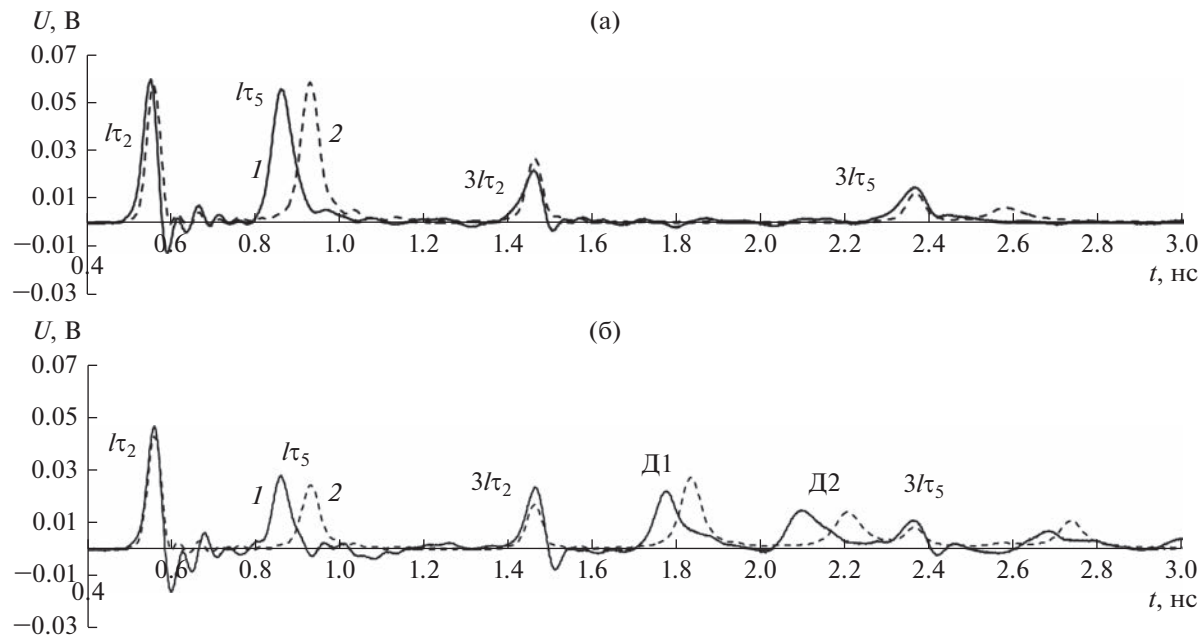


Рис. 7. Формы напряжения на выходе МФ, полученные при эксперименте (1) и моделировании (2): $R_2 = R_4 = 50 \text{ Ом}$ (а) и КЗ-XX (б).

рования и эксперимента, рассчитанное как $(|X_m - X_3|/|X_m + X_3|)100\%$, составляет 8.8%. Это обусловлено тем, что реальное значение ϵ_r меньше принятого в моделировании. Наблюдается некоторое отклонение результатов эксперимента и моделирования по амплитудам импульсов, что может быть вызвано неучтенным влиянием коаксиально-микрополосковых и коаксиальных переходов. Отклонения составляют: при согласованном случае для U_2 3.5%, U_5 1.8%, при КЗ-XX U_2 6.8%, U_5 14.3%.

На рис. 8 представлены результаты эксперимента и моделирования частотной зависимости $|S_{21}|$. Полосы пропускания f_c (по уровню -3 дБ) и резонансные частоты f_r приведены в табл. 5. По результатам эксперимента видно, что с изменением граничных условий полоса пропускания стала больше и составила 150 МГц, тогда как с на-

грузками — 120 МГц. В конфигурации КЗ-XX частоты первого и второго резонансов уменьшаются. Небольшие отличия результатов обусловлены различием значений электрофизических параметров реальных прототипов и их математических моделей. Так, могут отличаться значения ϵ_r и $\text{tg}\delta$, что сдвигает графики по частоте. Помимо этого, в моделировании не учитывалось влияние коаксиально-микрополосковых и коаксиальных переходов, которые вносят частотно-зависимые потери. Отклонение для полосы пропускания составляет для согласованного случая 3.9%, для КЗ-XX 1.3%.

Исследуемый МФ можно использовать в сигнальных цепях, поэтому важно оценить целостность полезного сигнала. Для анализа информа-

Таблица 2. Погонные задержки и время прихода импульсов мод

Погонные задержки, нс/м		Время прихода, нс			
τ_1	3.55	$l\tau_1$	0.43	$3l\tau_1$	1.28
τ_2	3.78	$l\tau_2$	0.45	$3l\tau_2$	1.36
τ_3	6.94	$l\tau_3$	0.83	$3l\tau_3$	2.49
τ_4	6.95	$l\tau_4$	0.83	$3l\tau_4$	2.50
τ_5	6.96	$l\tau_5$	0.83	$3l\tau_5$	2.50

Таблица 3. Параметры дополнительных импульсов при КЗ-XX

Импульс	Комбинация	Задержка, нс
1	$l(2\tau_2 + \tau_3)$	1.73
2	$l(\tau_2 + 2\tau_3)$	2.11

Таблица 4. Амплитуды (U_i) дополнительных импульсов на выходе МФ при КЗ-XX

Амплитуда	Моделирование	Эксперимент
$U_1, \text{ В}$	0.0269	0.0223
$U_2, \text{ В}$	0.0143	0.0141

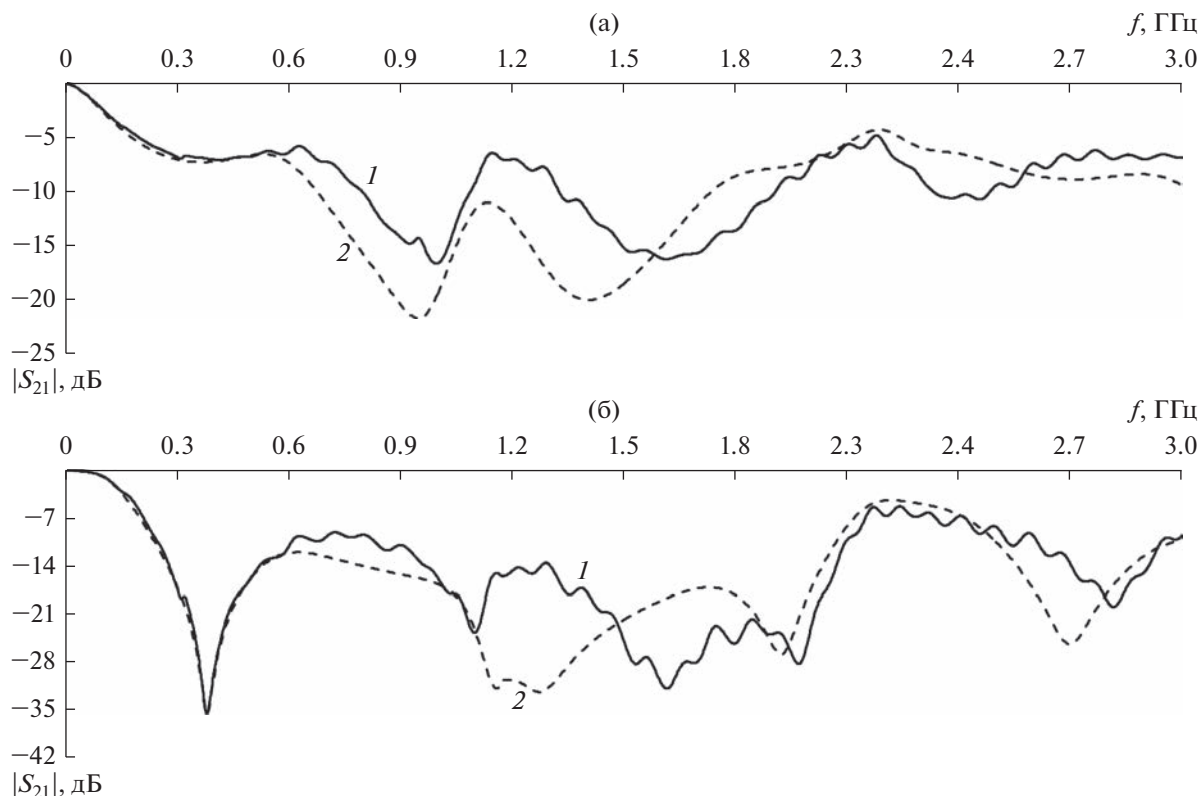


Рис. 8. Частотные зависимости $|S_{21}|$, полученные при эксперименте (1) и моделировании (2): $R_2 = R_4 = 50$ Ом (а) и КЗ-ХХ (б).

ционно-зависимых отклонений амплитуды и фазы полезного сигнала на вход МФ подавались псевдослучайные битовые последовательности (ПСБП) размерностью 10000 байт и амплитудой 1 В. Скорость передачи данных изменялась от 50 до 250 Мбит/с с шагом 50 Мбит/с, а длительность нарастания (и спада) — от 4000 до 800 пс. Глазковые диаграммы, полученные для ПСБП со скоростью передачи данных 50, 100 и 250 Мбит/с и временем нарастания/спада 4000, 2000 и 800 пс, при нагрузках на концах пассивного проводника по 50 Ом, представлены на рис. 9. При этом анализировались среднестатистическое фазовое отклонение (рис. 10а) и отношение сигнал/шум (ОСШ) (рис. 10б).

Видно, что в полосе пропускания МФ четко прослеживается переход между логическими уровнями. Следовательно, в полосе пропускания МФ вероятность возникновения битовых ошибок будет низкой. С увеличением скорости передачи данных ОСШ уменьшается, а фазовое отклонение (джиттер) — увеличивается. При 100 Мбит/с ОСШ составляет 46.194 раза, а фазовое отклонение — менее 1 пс от 50 до 100 Мбит/с.

Для наглядного представления эффективности МФ приведены результаты одновременного распространения полезного и помехового сигнала.

Кроме того, представлено сравнение глазковых диаграмм для линии без МФ и с ним. Так, на вход линий подавалась ПСБП со скоростью передачи данных 100 Мбит/с и помеховый сигнал с частотой повторения 10 МГц. Глазковые диаграммы, полученные для линии без МФ и с ним, приведены на рис. 11. Видно, что в линии без МФ из-за большой амплитуды импульса наблюдается перекрытие глаза. Линии напряжения будут пересекать наложенные стандартизированные маски, что приведет к ухудшению качества полезного сигнала. В случае использования МФ удастся уменьшить амплитуду помехового импульса, в результате чего будет меньше пересечений линий напряжения с маской (см. рис. 11б).

Таблица 5. Полосы пропускания f_c и резонансные частоты МФ f_i (МГц)

Метод	f_c		f_1		f_2	
	50-50	КЗ-ХХ	50-50	КЗ-ХХ	50-50	КЗ-ХХ
Моделирование	111	146	931	378	1386	1146
Эксперимент	120	150	1010	378	1590	1090

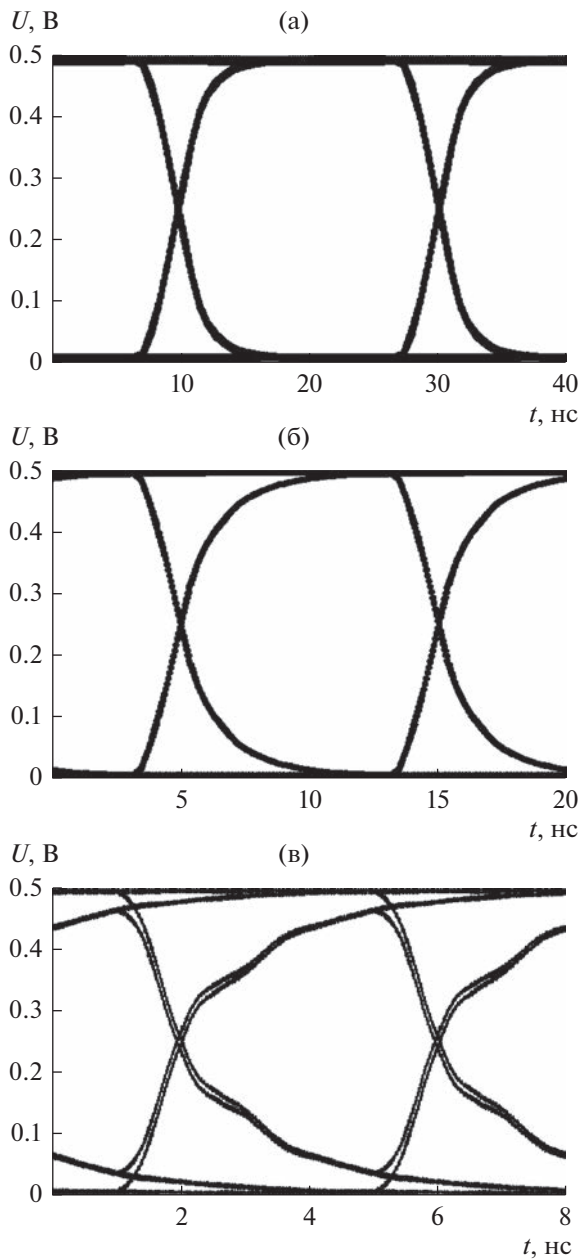


Рис. 9. Глазковые диаграммы при $R_2 = R_4 = 50$ Ом и скорости передачи данных 50 (а), 100 (б) и 250 Мбит/с (в).

Из результатов видно, что МФ может быть использован для передачи цифровых данных в полосе пропускания.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, рассмотрена защита РЭА от воздействия кондуктивных помех малой длительности за счет применения технологии модальной фильтрации. Проведено экспериментальное исследование во временной и частотной областях. Для подтверждения полученных результатов вы-

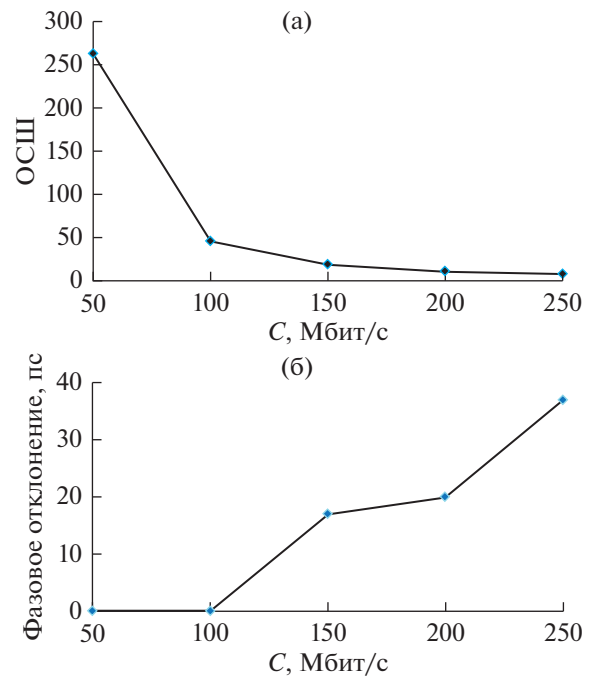


Рис. 10. Зависимость ОСШ (а) и фазового отклонения (б) от скорости передачи данных при $R_2 = R_4 = 50$ Ом.

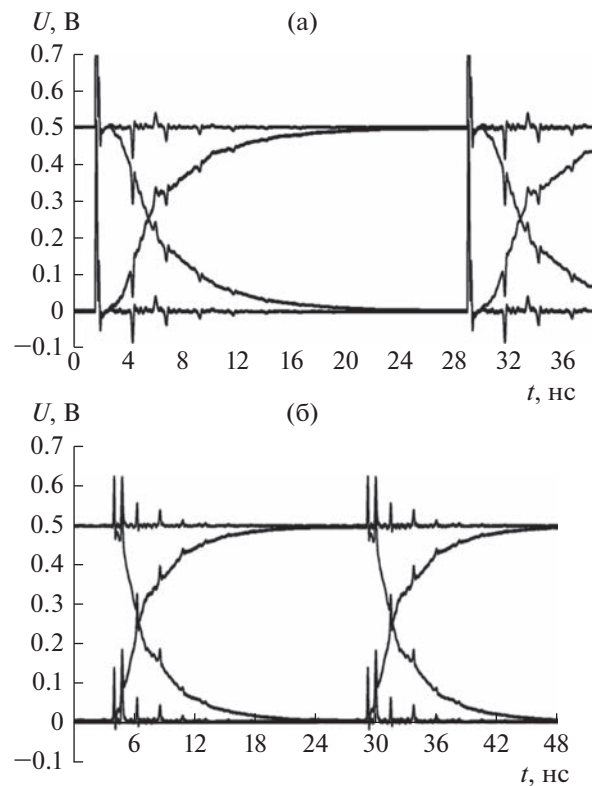


Рис. 11. Глазковые диаграммы одновременного распространения полезного и помехового сигналов в линии без МФ (а) и с МФ (б).

полнено квазистатическое моделирование, при котором учтены измеренные параметры поперечного сечения МФ и выполнено сравнение результатов моделирования и эксперимента.

Экспериментально доказана возможность разложения СКИ в МФ на ДПП. Показано, что СКИ с общей длительностью 22 пс раскладывается при $l = 12$ см. Изменение граничных условий позволяет увеличить ослабление и полосу пропускания МФ. Так, по результатам эксперимента ослабление СКИ составило 6.7 раза, а полоса пропускания – 150 МГц. Экспериментально показано появление дополнительных импульсов при изменении граничных условий на концах пассивного проводника. Результаты эксперимента и моделирования во временной и частотной областях хорошо согласуются. Показано, что МФ может быть использован для передачи цифровых данных в полосе пропускания.

Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект № 19-19-00424) и Министерства образования и науки Российской Федерации (проект FEWM-2020-0039).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Prather W.D., Baum C.E., Torres R.J. et al. // IEEE Trans. 2004. V. EC-46. № 3. P. 335. <https://doi.org/10.1109/TEMC.2004.831826>
2. Иммогеев И.Я. // РЭ. 2009. Т. 54. № 1. С. 5.
3. Слюсар В. // Электроника: наука, технология, бизнес. 2002. № 5. С. 60.
4. Хоанг Л.Ч., Киричек Р.В. // Информ. тех. и телекоммуникации. 2017. Т. 5. № 1. С. 114.
5. Здухов Л.Н., Парфёнов Ю.В., Тарасов О.А., Чепелев В.М. // Технологии электромагн. совместимости. 2018. № 2. С. 22.
6. Баталов Л.А., Жуковский М.И., Киричек Р.В., Лазарев Б.Н. // Научно-техн. вестн. информ. технологий, механики и оптики. 2012. № 2. С. 103.
7. Гуревич В. // Силовая электроника. 2018. Т. 4. № 73. С. 9.
8. Гизатуллин З.М., Гизатуллин Р.М. // Электрическая розетка с защитой от помех. Пат. РФ на полезную модель № 119945. Оpubл. офиц. бюл. “Изобретения. Полезные модели” № 24 от 28.08.2012.
9. Гришук В.И., Черноусов В.В. // Устройство для защиты радиотехнической аппаратуры от импульсных перенапряжения. А. с. № 1840225. Оpubл. офиц. бюл. “Изобретения. Полезные модели” № 23 от 20.08.2006.
10. Гришук В.И., Черноусов В.В., Грибанов С.Н. // Устройство для защиты средств связи от импульсных перенапряжения. А. с. СССР № 1840216. Оpubл. офиц. бюл. “Изобретения. Полезные модели” № 20 от 20.07.2006.
11. Narayanasamy B., Luo F. // IEEE Trans. 2019. V. EC-61. № 6. P. 2040.
12. Krzikalla R., Weber T., Ter Haseborg J.L. // 2003 IEEE Int. Symp. Electromagnetic Compatibility (EMC'03). Istanbul. 11–16 May. N.Y.: IEEE, 2003. V. 2. P. 1313.
13. Ламанов Ю.А., Кудрявцева Т.О., Дроботун Н.Б. // Докл. Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. 2021. V. 24. № 2. P. 7.
14. Gazizov A.T., Zabolotsky A.M., Gazizov T.R. // IEEE Trans. 2016. V. EC-58. № 4. P. 1136. <https://doi.org/10.1109/TEMC.2016.2548783>
15. Жечев Е.С., Черникова Е.Б., Белоусов А.О., Газизов Т.Р. // Сист. управ., связи и безопасности. 2019. № 2. С. 162. <https://doi.org/10.24411/2410-9916-2019-10208>
16. Хажибекоев Р.Р. // Докл. Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. 2019. № 2. С. 31. <https://doi.org/10.21293/1818-0442-2019-22-2-31-36>
17. Samoylichenko M.A., Zhechev Y.S., Kosteletskii V.P., Gazizov T.R. // IEEE Trans. 2021. V. EC-63. № 2. P. 435. <https://doi.org/10.1109/TEMC.2020.3011407>
18. Самойличенко М.А., Газизов Т.Р. // Журн. радиоэлектроники. 2021. № 12. <http://jre.cplire.ru/jre/dec21/10/text.pdf>. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.12.10>
19. Samoylichenko M.A., Zhechev Y.S., Gazizov T.R. // 2022 IEEE 23rd Int. Conf. Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). Altai. 30 Jun.–05 Jul. N.Y.: IEEE, 2022. Paper 9855190. <https://doi.org/10.1109/EDM55285.2022.9855190>
20. Gazizov T.R., Sagiyeva I.Y., Kuksenko S.P. // Complexity. 2019. V. 2019. Article ID 6301326. <https://doi.org/10.1155/2019/6301326>

НОВЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ И ЭЛЕМЕНТЫ

УДК 519.876.5,004.89

КОМПАКТНАЯ ПОВЕДЕНЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ НАНОКОМПОЗИТНОГО МЕМРИСТОРА

© 2023 г. И. А. Суражевский^{а, *}, В. В. Рыльков^{а, b}, В. А. Демин^а

^а Национальный исследовательский центр “Курчатовский институт”,
пл. Академика Курчатова, 1, Москва, 123182 Российская Федерация

^б Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
пл. Введенского, 1, Фрязино Московской области, 141190 Российская Федерация

*E-mail: isurazhevsky@yandex.ru

Поступила в редакцию 31.10.2022 г.

После доработки 31.10.2022 г.

Принята к публикации 15.11.2022 г.

Предложена компактная поведенческая модель нанокompозитного мемристора $(\text{Co}_{40}\text{Fe}_{40}\text{B}_{20})_x(\text{LiNbO}_3)_{100-x}$, которая количественно описывает динамику изменения проводимости лабораторных образцов, а также реализует механизмы конечного времени хранения резистивных состояний, разбросов по напряжениям переключения от цикла к циклу и от устройства к устройству. Показана возможность реализации импульсной нейронной сети с синаптическими мемристорными связями на основе данной модели.

DOI: 10.31857/S0033849423100170, EDN: DNNGTF

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время невозможно представить создание интегральной микросхемы с большим количеством транзисторов без системы автоматизированного проектирования. Данный факт связан с крайне высокой скоростью усложнения процесса разработки из-за увеличения количества элементов на единицу площади кристалла, что стало очевидно начиная с 70-х годов XX в., когда данная работа велась в ручном режиме с помощью рубелита и лавсановой бумаги. Вместе с тем новые технологические процессы требовали все больших экономических затрат, что привело к пониманию необходимости компьютерной автоматизации как в области разработки интегральных микросхем (ИС), так и в области создания технологий микроэлектроники.

Необходимым компонентом для этого шага являлась разработка компактных моделей базовых компонентов ИС — транзисторов. Термин “компактная” предполагает в первую очередь вычислительную простоту, что крайне актуально для моделирования одновременной работы миллионов и миллиардов транзисторов. При этом данный подход повышает уровень удобства разработки ИС, обладает большей сходимостью при работе алгоритмов САПР и имеет приемлемый рабочий диапазон параметров по сравнению со сложными физическими моделями транзисторов [1].

Сами компактные модели подразделяются на два класса: физические и поведенческие. Первые

строятся на основе физического анализа работы транзистора с упрощенным рядом параметров, геометрией, распределением примесей, в одно-, двух- и трехмерном приближениях. Несмотря на введенные упрощения, данный тип моделей сохраняет физический смысл, и именно они сейчас активно используются при проектировании ИС, так как позволяют прогнозировать поведение транзистора при изменении его геометрии и других параметров [2, 3]. Второй тип компактных моделей является поведенческим: они представляют собой “черный ящик”, выходные сигналы которого связаны с входными через некоторые уравнения, которые выводятся не из физических зависимостей, а через подбор параметров для наилучшей аппроксимации поведения реального устройства [4]. Необходимо отметить, что в декабре 1995 г. в США был создан Совет по компактным моделям (ныне — Коалиция, compact model coalition), основная цель которого — стандартизация и решение проблем качества моделей.

Однако, как показала непрерывная миниатюризация, для решения определенных задач все более актуальным становится разработка специализированных аппаратных средств с использованием качественно иной компонентной базы, основанной на новых физических принципах [5]. Одним из примеров подобных устройств являются аппаратные ускорители нейросетевых алгоритмов. Последние представляют собой высокопараллельную систему из элементарных вычислителей (ней-

ронов), которые объединены в связанные между собой слои (с помощью синаптических весовых параметров). Размеры современных нейросетевых алгоритмов достигают миллионов [6, 7] и миллиардов параметров [8], при этом, ограниченность архитектуры фон Неймана, связанная с высокими энергетическими затратами на передачу информации между памятью и арифметико-логическим устройством, не позволяет приблизиться к уровню энергоэффективности, наблюдаемому в биологических прототипах. Таким образом, для обработки подобных алгоритмов за “разумное время” ведутся разработки специализированных вычислительных систем, основанных на многоядерном подходе для параллельной (и что крайне важно — локальной) обработки данных.

Особо перспективным в данной направлении является использование мемристоров — электрических сопротивлений с эффектом памяти резистивных состояний. Их способность изменять и сохранять значение проводимости при определенном внешнем воздействии (эффект резистивного переключения) позволяет рассматривать мемристоры в качестве аналогов биологических синапсов, на основе которых на аппаратном уровне можно моделировать работу многослойных нейронных сетей [9, 10] и существенно увеличить производительность систем их аппаратного ускорения [11]. На этапе разработки интегральной схемы в данной ситуации возникает необходимость создания модели, которая будет как количественно, так и качественно описывать поведение мемристора. При этом было продемонстрировано, что мемристорные структуры возможно получить из различных комбинаций материалов с различными механизмами резистивного переключения и набором параметров (граничными сопротивлениями, напряжениями переключения и т.д.). Описания работы данных устройств и проведение экспериментов впоследствии выполнялось с помощью ряда разработанных моделей [12–15], в основе которых лежат как физические механизмы, так и просто поведенческие представления работы мемристора. Тем не менее для точного описания работы системы с конкретным типом мемристора необходима разработка модели, которая будет точно описывать вольт-амперные характеристики (ВАХ) данного устройства и динамику его переключения.

Цель данного исследования — разработать компактную поведенческую Verilog-A модель нанокompозитного (НК) мемристора $(\text{Co}_{40}\text{Fe}_{40}\text{B}_{20})_x(\text{LiNbO}_3)_{100-x}$ [16, 17] и сравнить результаты работы простого нейросетевого алгоритма с синаптическими связями двух типов: 1) в виде модели мемристора VTEAM [13], настроенной под параметры НК-мемристора; 2) в виде оригинальной модели, разработанной в данном исследовании, которая учитывает механизмы изменения пороговых напряжений при циклических пере-

ключениях, конечного времени хранения граничных резистивных состояний и разброса напряжений переключения.

1. МОДЕЛЬ НАНОКОМПОЗИТНОГО МЕМРИСТОРА

Модель мемристора VTEAM, используемая ранее на предыдущих этапах исследований [18–20], обладает рядом преимуществ, среди которых: возможность гибкой настройки параметров пороговых напряжений переключения, минимального и максимального сопротивлений, параметров, связанных с динамикой переключения мемристора, наличие оконной функции для управления характером переключения вблизи граничных резистивных состояний. В то же время в модели можно отметить недостатки: кроме того, что нет введенных разбросов от цикла к циклу и от устройства к устройству, сама модель представляет собой, по сути, потенциометр, ползунок которого сдвигается при превышении разности потенциалов на некоторых контактах. Это приводит к тому, что сопротивление устройства в стабильном резистивном состоянии никак не зависит от прикладываемого к мемристору напряжения (рис. 1а), в то время как реальные нанокompозитные мемристорные устройства демонстрируют явное наличие диодной характеристики (нелинейная зависимость протекающего тока от прикладываемого напряжения). Для реализации подобного поведения, а также устранения указанных выше недостатков, была проведена модификация модели мемристора VTEAM, описанная на языке Verilog-A.

Нелинейность. По своему определению модель VTEAM определяет протекающий через нее ток в виде закона Ома, при этом проводит непрерывный анализ разности потенциалов на своих контактах и выполняет соответствующую подстройку проводимости. Таким образом, для реализации поведения НК-мемристора зависимость тока от напряжения будет определяться как

$$I = \frac{U}{R} f(U), \quad (1)$$

где функция $f(U)$ описывает некоторую нелинейность. На первоначальном этапе исследования предполагалось, что данная функция будет также зависеть от текущего значения синаптического веса W :

$$W = \frac{G - G_{\min}}{G_{\max} - G_{\min}}, \quad (2)$$

$$f = \begin{cases} U^{0.2+(1-W)/2}, & U \geq 0, \\ -U^{0.2+(1-W)/2}, & U < 0, \end{cases} \quad (3)$$

где G , $G_{\min}$ и $G_{\max}$ — текущие, минимальное и максимальное значения проводимости мемристора. Однако это не принесло желаемого результата:

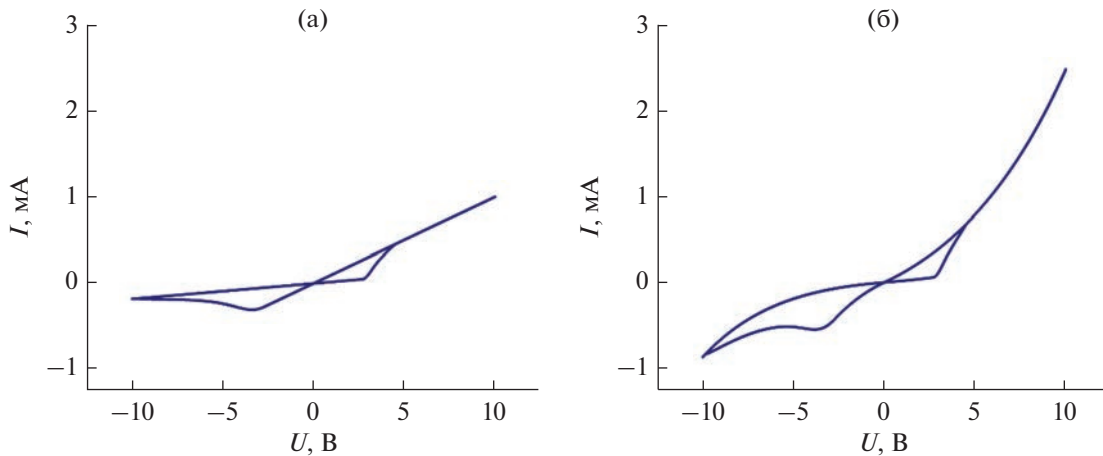


Рис. 1. Вольтамперные характеристики, измеренные со скоростью развертки 2 В/с: настроенной под нанокompозитный мемристор модели VTEAM (а) и предложенной в данной работе модели нанокompозитного мемристора (б).

наклон кривой (по типу параболического) не соответствовал полученным ранее экспериментальным значениям. Эмпирическим путем было найдено решение в виде системы уравнений, в которой разность потенциалов на контактах мемристора находится в показателе степени:

$$f = \begin{cases} A^U, & U \geq 0, \\ B^{-U/2}, & U < 0, \end{cases} \quad (4)$$

где A и B — это подгоночные параметры, подставляя в которые числа 1.12 и 1.18 удалось получить ВАХ (рис. 1б), крайне близкую к экспериментальным данным для лабораторного образца НК-мемристора. При этом необходимо отметить, что задаваемые параметры сопротивлений в граничных состояниях в таком случае теряют смысл, так как это сопротивление будет зависеть от используемого напряжения считывания. Тем не менее наклон кривой ВАХ продолжает регулироваться через данные параметры.

Разброс по напряжению переключения. Реализация данного типа разброса была выполнена на основе вызова генератора случайных чисел (ГСЧ):

— при *разбросе от устройства к устройству* на этапе запуска моделирования происходит вызов функции `$rdist_normal`, в которую передаются три аргумента: начальное значение генератора случайных чисел (SEED), математическое ожидание и дисперсия. Важным моментом на данном этапе является условие корректной работы при реализации массивов мемристорных структур с использованием данной модели: если в качестве SEED использовать числовой параметр модели, задаваемый на старте, то все кроссбар-мемристоры

в матрице получат одинаковый SEED на старте, так как все они работают по одинаковому коду, а значит, и один и тот же результат работы ГСЧ и разброс. Одним из вариантов, как этого можно избежать, является подготовка для каждой мемристорной структуры файла с уникальным именем, связанным с именем мемристора и записью в него уникального числа, которое будет использоваться как SEED. А первым шагом после начала моделирования является выполнение функции `$fopen("path_to_file/Mem_input_data_%I", "r")`, аргументами которой является путь к уникальному файлу и основой его имени с приставкой `%I`, которая берет имя мемристора и дополняет им полное имя файла. Таким образом, на старте все структуры получают уникальный параметр для запуска ГСЧ и получают свой уникальный разброс;

— при *разбросе от цикла к циклу* также необходимо иметь уникальный SEED, чтобы мемристоры не вели себя одинаково на протяжении всего эксперимента. Сам же разброс подобного типа был реализован на основе единократного вызова ГСЧ: когда разность потенциалов на контактах мемристора становится меньше порогового напряжения после завершения переключения структуры, то происходит повторный вызов ГСЧ для обновления переменных с данными по пороговым напряжениям. Полученный результат с циклической ВАХ представлен на рис. 2а.

Время хранения резистивного состояния. Данный механизм в модели НК-мемристора был реализован с использованием следующей пары уравнений, которые непрерывно выполняются в процессе моделирования:

$$W = \begin{cases} \text{endState} + (W - \text{endState}) \exp\left(-\frac{t_2 - t_1}{\text{retTau}}\right), & W \geq \text{endState}, \\ \text{endState} + (W - \text{endState}) \left(1 - \exp\left(-\frac{t_2 - t_1}{\text{retTau}}\right)\right), & W < \text{endState}, \end{cases} \quad (5)$$

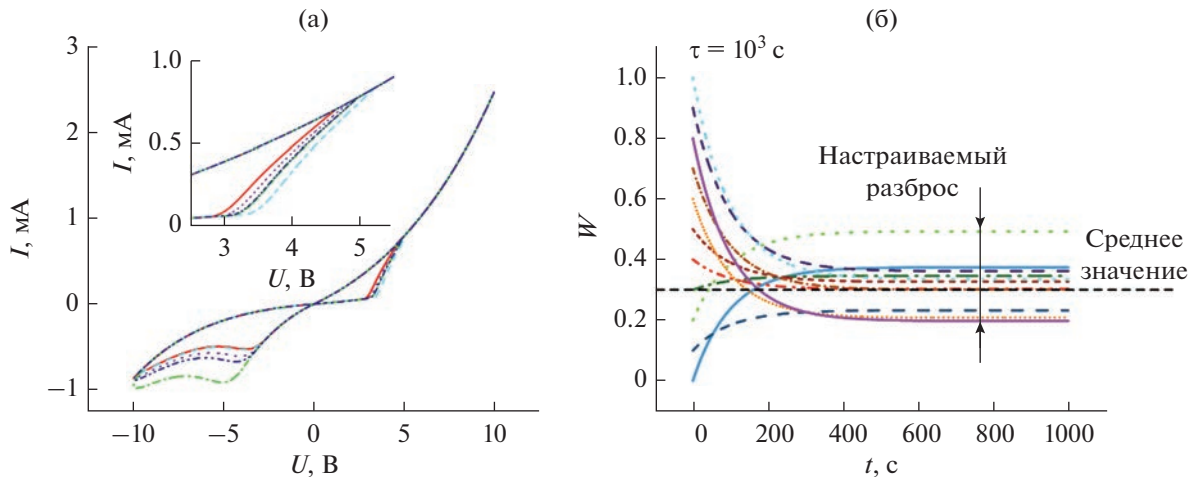


Рис. 2. Циклические ВАХ модели нанокompозитного мемристора со скоростью развертки 2 В/с при включенном разбросе по напряжениям переключения от цикла к циклу (на вставке — переключение из высокоомного состояния в низкоомное состояние) (а); процесс релаксации синаптического веса мемристора из различных начальных состояний к конечному состоянию, выбранному случайным образом с учетом настраиваемого разброса (б).

где переменная `endState` — это конечное резистивное состояние, которое было определено с помощью генератора случайных чисел при первоначальном запуске модели, а переменные $t1$ и $t2$ — это временные метки, разность между которыми равна текущему шагу моделирования. В Verilog-A реализации $t1$ определяется в начальный момент времени как ноль, а $t2$ с помощью функции `$abs-time`. После завершения вычислений значение $t2$ записывается в $t1$, после чего все повторяется на новом временном шаге.

В силу того что для определения конечного состояния использовалась та же функция `$rdist_normal`, данный вариант реализации подразумевает наличие настраиваемого разброса времени хранения резистивных состояний. На рис. 2б продемонстрирован процесс релаксации синаптического веса мемристора из различных начальных состояний с использованием описанного выше метода.

2. ТЕСТИРОВАНИЕ МОДЕЛИ

Была исследована работа простого импульсного нейросетевого алгоритма при использовании модели VTEAM и модели нанокompозитного мемристора с целью поиска отличий и определения актуальности полученных ранее результатов [18–20] в случае перехода на новую поведенческую модель НК-мемристора.

Тестирование проводили на примере импульсной нейросети, основанной на локальных правилах обучения типа STDP (Spike-Timing Dependent Plasticity — пластичность, зависящая от времени прихода импульсов (спайков)), которые являются более перспективными с точки зрения потреб-

ляемой энергии и количества размеченных человеком данных, необходимых для обучения [21–24]. Локальные правила для своей работы требуют только информации об активностях соседних нейронов и значения синаптического веса, который их связывает, поэтому в подобной аппаратной системе отпадает необходимость наличия данных о состоянии всей сети для обновления ее параметров (как это происходит в методе обратного распространения ошибки в формальных нейросетевых алгоритмах). Кроме того, если в качестве синаптического веса выступает мемристорная структура, то для обучения нейросети отпадает необходимость реализации блоков перерасчета весов, так как их настройка происходит путем наложения импульсов от пре- и постсинаптических нейронов (рис. 3а) и зависит от времени прихода этих импульсов (рис. 3б и 3в).

Сравнивая кривые изменения синаптического веса из различных начальных состояний в зависимости от времени прихода спайков для модели VTEAM и модели нанокompозитного мемристора, видим, что они практически совпадают, так как в их основе лежат идентичные уравнения, зависящие от величины превышающего порог напряжения. Однако модель нанокompозитного мемристора, судя по ВАХ, требует для переключения несколько больших токов, что накладывает более строгие критерии для источника сигналов, который будет управлять массивами НК-мемристоров.

Схема используемого в тестировании нейросетевого алгоритма представлена на рис. 4а и состоит из четырех пренейронов и одного постнейрона. Обучение сети происходило с помощью частотно-кодированного метода: логической единице и логическому нулю соответствовали входные сиг-

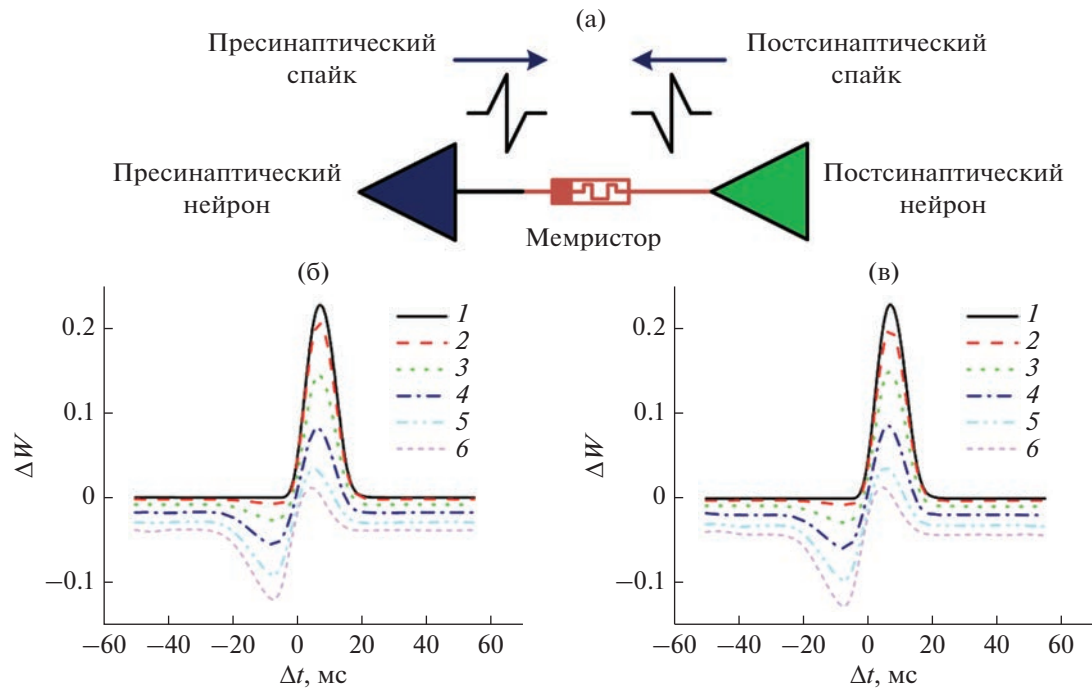


Рис. 3. Пара импульсных нейронов с битреугольным типом импульсов и синаптической связью в виде мемристора (а); семейства кривых STDP для битреугольного типа импульсов, измеренные из различных начальных состояний мемристора для модели VTEAM (б) и модели нанокompозитного мемристора (в) при $W_0 = 0.0$ (1), 0.20 (2), 0.40 (3), 0.60 (4), 0.80 (5), 0.95 (6).

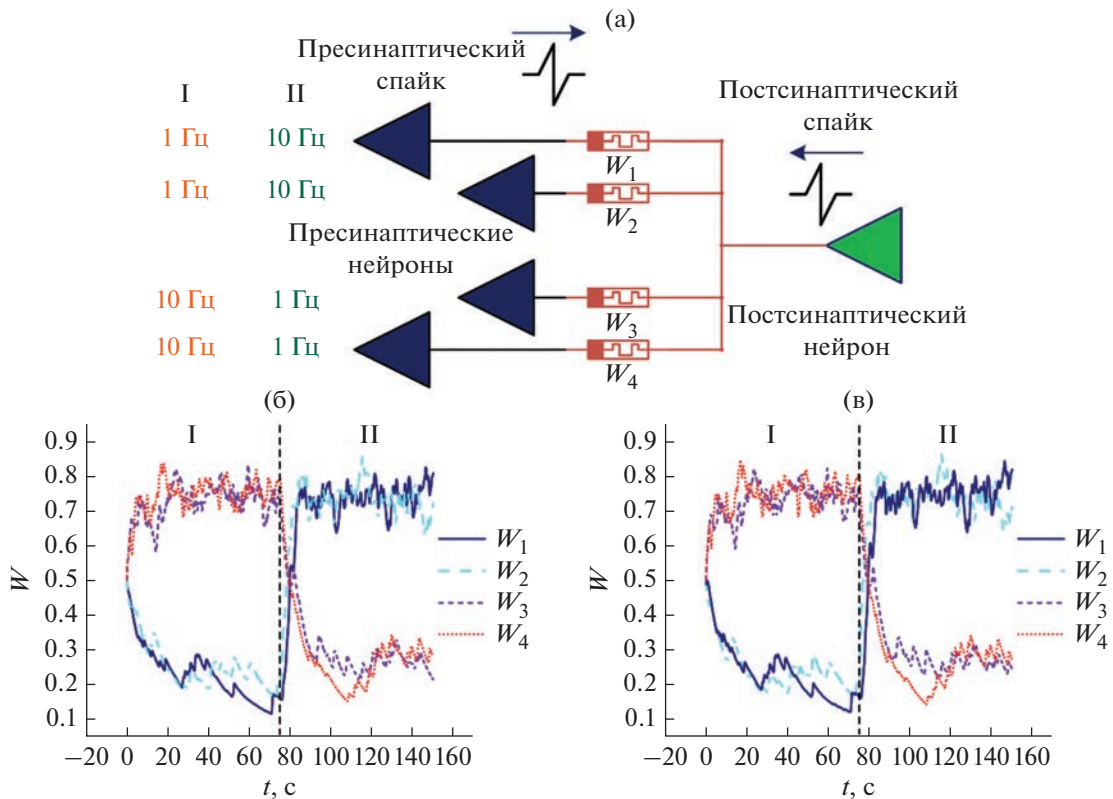


Рис. 4. Схематическое изображение тестового нейросетевого алгоритма из четырех пренейронов и одного постнейрона (а): на этапе I частотно-кодированного обучения на входы W_1 и W_2 подавался сигнал с низкой средней частотой импульсов (1 Гц), распределенных по Пуассону, а на входы W_3 и W_4 — сигнал с высокой средней частотой (10 Гц), на этапе II они менялись. Зависимость синаптического веса от времени для нейросети со связями в виде модели VTEAM (б) и модели НК-мемристора (в).

налы со средней частотой следования импульсов равной 10 и 1 Гц (распределены по Пуассону). Сам процесс состоял из двух этапов: на первом в течение 75 с низкочастотный сигнал подавался на первые два входа, а высокочастотный — на вторые два входа, после чего они менялись для выполнения переобучения связей импульсного нейрона. При этом входные последовательности были одинаковы в обоих случаях. Полученные результаты зависимости динамики синаптических весов от времени представлены на рис. 4б и 4в для модели VTEAM и НК-модели соответственно.

В обоих случаях наблюдалось обучение и переобучение импульсного нейрона, а отличия в динамике крайне незначительны. Однако при переходе к НК-модели процесс обучения не выполнялся сразу: параметр постнейрона, а именно порог на его мембране, был настроен на меньшее количество получаемого заряда, что заставляло его генерировать спайки от каждого входящего импульса, в то время как для обучения по Хеббу активность постнейрона должна быть обусловлена только импульсами от входов нейросети с высокой частотой для создания эффекта накопления заряда именно от них.

Таким образом, качественное изменение ВАХ мемристорной структуры не приводит к значительным изменениям в работе небольших импульсных нейросетевых алгоритмов, что делает актуальным полученные ранее результаты [19] по стабилизации синаптических весов и для реальных структур при соответствующих настройках нейронов. При этом необходимость настройки порогов на нейронах может оказать сильное влияние при исследовании крупномасштабных нейросетей с мемристорными синаптическими связями, так как в этом случае использование VTEAM приведет к значительным отличиям от результатов, полученных на реальных лабораторных образцах.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработана компактная поведенческая модель мемристора, сочетающая в себе возможности введения конечного времени хранения резистивного состояния, а также разбросов по напряжениям от цикла к циклу и от устройства к устройству. Путем моделирования Verilog-A реализации модели продемонстрирована возможность получения вольт-амперных характеристик, наблюдаемых для нанокompозитных мемристорных структур $(\text{Co}_{40}\text{Fe}_{40}\text{B}_{20})_x(\text{LiNbO}_3)_{100-x}$.

Проведено сравнение работы импульсного нейросетевого алгоритма с двумя типами синаптических связей: на основе модели VTEAM и на основе модели НК-мемристора. Показано, что итоговая динамика синаптических весов в обоих

случаях идентична, с той лишь разницей, что для НК-структур необходима дополнительная настройка порогового напряжения на мембране постнейронов из-за нелинейной зависимости тока, протекающего через мемристор, от напряжения в данном случае. Как итог, это сохраняет актуальность полученных ранее результатов [18–20] с помощью модели VTEAM, настроенной под НК-мемристоры, и в то же время позволит в перспективе более точно настраивать взаимодействие между полностью программными и аппаратными реализациями нейросетевых алгоритмов с синаптическими связями на основе нанокompозитных структур.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена при финансовой поддержке Национального исследовательского центра “Курчатовский институт” (№ 86) в части моделирования динамики резистивного переключения нанокompозитных мемристоров и Российского научного фонда (проект № 22-19-00171) в части экспериментальных исследований их мемристивных свойств.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Gasseling T. // Microw. J. 2012. V. 55. P. 74.
2. Денисенко В.В. // Электроника: Наука, технология, бизнес. 2004. № 5. С. 76.
3. Chauhan Y.S., Venugopalan S., Karim M.A. et al. // 2012 Proc. Europ. Solid-State Circuits Conf. Bordeaux. 12–17 Sept. N.Y.: IEEE, 2012. P. 30. <https://doi.org/10.1109/ESSCIRC.2012.6341249>
4. Łuszczek M., Turzynski M., Swisulski D. // Int. J. Electron. Telecommun. 2020. V. 66. № 4. P. 753.
5. Hennessy J.L., Patterson D.A. Computer Architecture: A Quantitative Approach. 7th ed. Cambridge MA: Morgan Kaufmann Publ., 2019.
6. Simonyan K., Zisserman A. // 3rd Int. Conf. Learn. Represent. ICLR San Diego 7–9 May 2015 – Conf. Track Proc. 2015. P. 1.
7. He K., Zhang X., Ren S., Sun J. // 2016 IEEE Conf. Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). Las Vegas. 27–30 Jun. N.Y.: IEEE, 2016. P. 770.
8. Brown T.B., Kaplan J., Ryder N. et al. // arXiv: 2005.14165. 2020. <https://doi.org/10.48550/arXiv.2005.14165>
9. Yao P., Wu H., Gao B. et al. // Nature. 2020. V. 577. № 7792. P. 641.
10. Hu M., Graves C.E., Li C. et al. // Adv. Mater. 2018. V. 30. № 9. Article No. 1705914.
11. Wan W., Kubendran R., Schaefer C. et al. // Nature. 2022. V. 608. № 7923. P. 504.
12. Kvatinisky S., Friedman E.G., Kolodny A., Weiser U.C. // IEEE Trans. 2013. V. TCAS-I-60. № 1. P. 211.

13. *Kvatinsky S., Ramadan M., Friedman E.G., Kolodny A.* // IEEE Trans. 2015. V. TCAS-II-62. № 8. P. 786.
14. *Abunahla H., Mohammad B.* Memristor Technology: Synthesis and Modeling for Sensing and Security Applications. Cham: Springer, 2018. P. 93.
15. *Теплов Г.С., Горнев Е.С.* // Микроэлектроника. 2019. Т. 48. № 3. С. 163.
16. *Мацукатова А.Н., Никируй К.Э., Миннеханов А.А. и др.* // РЭ. 2020. Т. 65. № 10. С. 1008.
17. *Никируй К.Э., Ильясов А.И., Емельянов А.В. и др.* // ФТТ. 2020. Т. 62. № 9. С. 1562.
18. *Demin V.A., Surazhevsky I.A., Emelyanov A.V. et al.* // J. Comput. Electron. 2020. V. 19. № 2. P. 565.
19. *Surazhevsky I.A., Demin V.A., Ilyasov A.I. et al.* // Chaos, Solitons and Fractals. 2021. V. 146. Article No. 110890.
20. *Surazhevsky I.A., Nikiruy K.E., Emelyanov A.V. et al.* // Nanoindustry Russ. 2022. V. 15. P. 470.
21. *Davies M., Srinivasa N., Lin T.H. et al.* // IEEE Micro. 2018. V. 38. № 1. P. 82.
22. *Sboev A., Serenko A., Rybka R., Vlasov D.* // Math. Methods Appl. Sci. 2020. V. 43. № 13. P. 7802.
23. *Demin V.A., Nekhaev D.V., Surazhevsky I.A. et al.* // Neural Networks. 2021. V. 134. P. 64.
24. *Demin V., Nekhaev D.* // Frontiers in Neuroinformatics. 2018. V. 12. Article No. 79.