



ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ

россии

3

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

2016

## Редакционный совет

Председатель совета

**В. М. Кутузов**

Заместитель председателя,  
главный редактор

**В. Н. Малышев**

Ответственный секретарь

**В. А. Мейев**

**В. М. Балашов** (Санкт-Петербург, Россия),  
**А. Г. Вострецов** (Новосибирск, Россия),  
**Ю. В. Гуляев** (Москва, Россия),  
**Т. А. Исмаилов** (Махачкала, Россия),  
**Б. А. Калиникос** (Санкт-Петербург, Россия),  
**Э. Ляхдеранта** (Лаппеенранта, Финляндия),  
**С. Б. Макаров** (Санкт-Петербург, Россия),  
**Ф. Мартин** (Барселона, Испания),  
**В. А. Обуховец** (Ростов-на-Дону, Россия),  
**Б. А. Панченко** (Екатеринбург, Россия),  
**В. А. Пахотин** (Калининград, Россия),  
**А. Д. Плужников** (Нижний Новгород, Россия),  
**А. А. Потапов** (Москва, Россия),  
**А. В. Соломонов** (Санкт-Петербург, Россия),  
**Р. М. Степанов** (Санкт-Петербург, Россия),  
**Ю. М. Таиров** (Санкт-Петербург, Россия),  
**А. Л. Толстихина** (Москва, Россия),  
**И. Б. Федоров** (Москва, Россия),  
**Ю. В. Филатов** (Санкт-Петербург, Россия),  
**М. Хайн** (Ильменау, Германия),  
**Й. Хорстман** (Гестахт, Германия),  
**В. А. Шевцов** (Москва, Россия)

## Редакционная коллегия

|                         |                         |
|-------------------------|-------------------------|
| <b>К. Е. Аббакумов,</b> | <b>В. П. Ипатов,</b>    |
| <b>Б. Я. Авдеев,</b>    | <b>Н. В. Лысенко,</b>   |
| <b>В. В. Алексеев,</b>  | <b>И. Г. Мироненко,</b> |
| <b>Е. М. Антонюк,</b>   | <b>А. А. Монаков,</b>   |
| <b>В. П. Афанасьев,</b> | <b>А. М. Мончак,</b>    |
| <b>А. М. Боронахин,</b> | <b>В. А. Мошников,</b>  |
| <b>С. А. Баруздин,</b>  | <b>Н. Н. Потрахов,</b>  |
| <b>А. А. Бузников,</b>  | <b>В. Н. Ушаков,</b>    |
| <b>А. А. Головков,</b>  | <b>З. М. Юлдашев,</b>   |
| <b>А. Д. Григорьев,</b> | <b>Ю. С. Юрченко</b>    |

## СОДЕРЖАНИЕ



### Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

- Зиатдинов С. И.** Синтез рекурсивных дискретных фильтров  
во временной области ..... 3
- Лось А. П., Розов А. К.** Способ некогерентного обнаружения  
повторяющихся сигналов ..... 7
- Баруздин С. А.** Перестраиваемый согласованный фильтр  
светового диапазона ..... 12



### Проектирование и технология радиоэлектронных средств

- Куклин С. В., Тихомирова Г. В., Гудинов К. К., Двуреченский С. А.**  
Компьютерное моделирование светодиодного осветителя  
с фокусной оптикой для видеопроектора ..... 18
- Баскакова А. Э., Тургалиев В. М., Холодник Д. В.**  
Перестраиваемый полосно-пропускающий фильтр  
на элементах с сосредоточенными параметрами  
с независимым непрерывным управлением центральной  
частотой и шириной полосы пропускания ..... 25
- Афанасьев В. П., Мухин Н. В., Редька Д. Н., Шарипова И. А.**  
Влияние лазерного отжига на структуру, оптические  
и электрические свойства тонких пленок оксида цинка ..... 32



### Телевидение и обработка изображений

- Бутенко В. В.** Поиск границы радужки на изображении ..... 36



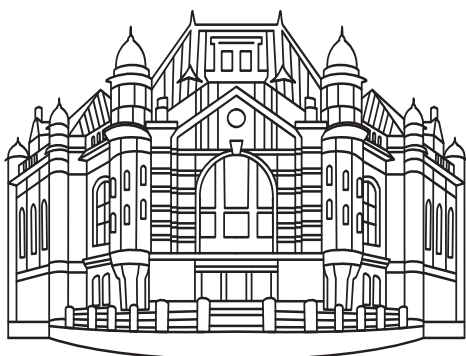
### Электродинамика, микроволновая техника, антенны

- Русakov А. С.** Печатная сверхширокополосная антенна с узкими  
полосами записания ..... 40
- Любина Л. М.** Расширение полосы рабочих частот вибраторной  
фазированной антенной решетки с помощью пассивных  
планарных элементов ..... 49



### Радиолокация и радионавигация

- Липаков Н. Е.** Применение единого точного времени  
в системе ранговой синхронизации подвижных абонентов ..... 54



## Региональные секции редакционного совета

### Восточная

Председатель – **А. Г. Вострецов**, д-р техн. наук, заслуженный деятель науки РФ, проректор по научной работе Новосибирского государственного технического университета.

E-mail: [vostretsov@adm.nstu.ru](mailto:vostretsov@adm.nstu.ru)

### Западная

Председатель – **В. А. Пахотин**, д-р физ.-мат. наук, профессор кафедры радиопизики и информационной безопасности Балтийского федерального университета им. И. Канта.

E-mail: [VPakhotin@kantiana.ru](mailto:VPakhotin@kantiana.ru)

### Поволжская

Председатель – **А. Д. Плужников**, д-р техн. наук, профессор кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева.

E-mail: [pluzhnikov@nntu.nnov.ru](mailto:pluzhnikov@nntu.nnov.ru)

### Северокавказская

Председатель – **Т. А. Исмаилов**, д-р техн. наук, заслуженный деятель науки РФ, ректор Дагестанского государственного технического университета.

E-mail: [dstu@dstu.ru](mailto:dstu@dstu.ru)

### Уральская

Председатель – **Б. А. Панченко**, д-р техн. наук, профессор-консультант Уральского федерального университета им. первого Президента России Б. Н. Ельцина.

E-mail: [Val.perminova@yandex.ru](mailto:Val.perminova@yandex.ru)

### Южная

Председатель – **В. А. Обуховец**, д-р техн. наук, профессор кафедры антенн и радиопередающих устройств Южного федерального университета.

E-mail: [vao@tgn.sfedu.ru](mailto:vao@tgn.sfedu.ru)

## Электроника СВЧ

**Витько В. В., Никитин А. А., Устинов А. Б., Устинова И. А., Семенов А. А.** Исследование влияния проводимости металлических электродов на СВЧ-свойства магнетонных кристаллов..... 63

**Платонов Р. А., Алтынников А. Г., Ястребов А. В., Михайлов А. К., Козырев А. Б.** Электрически управляемая структура с периодическим изменением волнового сопротивления для отклонения основного луча высоконаправленного излучателя миллиметрового диапазона длин волн..... 67

## Редакционный отдел

Наши авторы..... 71  
Требования к оформлению статей, предлагаемых для публикации в журнале "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника" ..... 74

**Свидетельство о регистрации** ПИ № ФС2-8341 от 02.11.2006 г. выдано Управлением Федеральной службы по надзору за соблюдением законодательства в сфере массовых коммуникаций и охране культурного наследия по Северо-Западному федеральному округу.

**Учредитель:** Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет „ЛЭТИ“ им. В. И. Ульянова (Ленина)» (СПбГЭТУ «ЛЭТИ»).

### ПОДПИСНОЙ ИНДЕКС 45818 ПО ОБЪЕДИНЕННОМУ КАТАЛОГУ «ПРЕССА РОССИИ». ТОМ 1 «ГАЗЕТЫ И ЖУРНАЛЫ»

Подписка производится в любом почтовом отделении России

Журнал входит в Перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук, в соответствии с требованиями приказа Минобрнауки России от 25 июля 2014 г. № 793 (зарегистрирован Минюстом России 25 августа 2014 г., регистрационный № 33863), с изменениями, внесенными приказом Минобрнауки России от 03 июня 2015 г. № 560 (зарегистрирован Минюстом России 18 июня 2015 г., регистрационный № 37697)

### Редакция журнала

197376, Санкт-Петербург,  
ул. Проф. Попова, 5, СПбГЭТУ «ЛЭТИ»  
Тел.: (812) 234-10-13  
E-mail: [radioelectronic@yandex.ru](mailto:radioelectronic@yandex.ru)

Редакторы: *Э. К. Долгатов, И. Г. Скачек*  
Выпускающий редактор *И. Г. Скачек*  
Компьютерная верстка *Е. Н. Паздниковой*

Подписано в печать 24.06.16.  
Формат 60 × 84 1/8. Бумага офсетная.  
Печать цифровая. Гарнитура «Times New Roman».  
Уч.-изд. л. 10,01. Усл.-печ. л. 9,75.  
Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.). Заказ 57.

**Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»**  
197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5  
Тел. / факс: 8 (812) 346-28-56



УДК 621.396:681.323

С. И. Зиятдинов

Санкт-Петербургский государственный университет  
аэрокосмического приборостроения

## Синтез рекурсивных дискретных фильтров во временной области

*Показано, что существующая методика расчетов коэффициентов разностного уравнения рекурсивных дискретных фильтров на базе отсчетов импульсной характеристики не обеспечивает правильной реализации переходных процессов. Предложена методика расчетов коэффициентов с использованием отсчетов переходной характеристики, которая позволяет получить динамические свойства дискретных фильтров, совпадающие с динамическими свойствами непрерывных фильтров как в переходном, так и в установившемся режимах.*

**Частотная передаточная функция, импульсная характеристика, переходная характеристика, рекурсивные дискретные фильтры, разностные уравнения, коэффициенты**

При обработке сигналов применяются разнообразные фильтры, с помощью которых решаются задачи фильтрации, дифференцирования, интегрирования, экстраполяции и т. д. В каждом конкретном случае фильтр должен обладать определенными частотными свойствами.

В современных условиях широко распространены цифровые методы обработки на базе персональных компьютеров или специализированных вычислителей, предусматривающие использование дискретных фильтров. В настоящее время достаточно хорошо отработана методика синтеза дискретных фильтров по их непрерывным аналогам.

Можно выделить 2 основных метода синтеза дискретных фильтров: синтез в частотной области и синтез во временной области. При синтезе дискретных фильтров в частотной области [1] должны воспроизводиться амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) и фазочастотные характеристики (ФЧХ) непрерывных фильтров с минимальными погрешностями. Преобразование частотной передаточной функции непрерывного фильтра в частотную передаточную функцию дискретного фильтра осуществляется на базе билинейного преобразования, которое используется для создания в основном фильтров верхних частот и режекторных фильтров.

В случае синтеза дискретных фильтров во временной области применяется метод инвариантной импульсной характеристики (ИХ), при котором отсчеты ИХ непрерывного фильтра используются

для определения коэффициентов линейного разностного уравнения дискретного фильтра.

В общем виде частотная передаточная функция дискретного фильтра в  $z$ -плоскости записывается в виде [2]

$$W(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_n z^{-n}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_n z^{-n}} = \frac{\sum_{i=0}^n a_i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^n b_i z^{-i}},$$

где  $a_i$ ,  $b_i$  – постоянные коэффициенты;  $n$  – порядок передаточной функции.

Данному соотношению соответствует разностное уравнение, определяющее алгоритм работы дискретного фильтра:

$$\begin{aligned} y(k) &= a_0 x(k) + a_1 x(k-1) + \dots + a_n x(k-n) - \\ &- b_1 y(k-1) - b_2 y(k-2) - \dots - b_n y(k-n) = \\ &= \sum_{i=0}^n a_i x(k-i) - \sum_{i=1}^n b_i y(k-i), \end{aligned} \quad (1)$$

где  $y(k)$ ,  $x(k)$  – отсчеты выходного и входного сигналов дискретного фильтра соответственно.

Синтез дискретного фильтра при заданном порядке  $n$  заключается в выборе коэффициентов  $a_i$  и  $b_i$  таким образом, чтобы динамические свойства дискретного и непрерывного фильтров максимально совпадали.

При синтезе дискретных фильтров во временной области ИХ представляется последовательностью масштабированных отсчетов непрерывной ИХ  $h_i = Th(t_i)$ , где  $t_i = iT$ ,  $T$  – период следования отсчетов входных и выходных сигналов фильтра. При этом коэффициенты разностного уравнения (1) определяются следующим образом [1], [3]:

$$a_0 = h_0; \quad a_k = h_k + \sum_{i=1}^k b_i h_{k-i}; \quad (2)$$

$$-\sum_{i=1}^n b_i h_{n+k-i} = h_{n+k}, \quad k = 1, 2, \dots, n. \quad (3)$$

По системе  $n$  линейных уравнений (3) находят коэффициенты  $b_i$ . Коэффициенты  $a_i$  рассчитываются последовательно по формуле (2).

Покажем, что в общем случае вычисление коэффициентов разностного уравнения по известной методике является недостаточно точным и не отражает истинные физические процессы, протекающие в дискретных фильтрах.

В качестве примера рассмотрим фильтр нижних частот (ФНЧ) Баттерворта первого порядка, для которого частотная передаточная функция, импульсная и переходная характеристики (ПХ) соответственно определяются выражениями [1]:

$$\begin{aligned} W(j\omega) &= \frac{1}{1 + j\omega/\omega_{cp}}; \\ h(t) &= \omega_{cp} e^{-\omega_{cp} t}; \\ g(t) &= 1 - e^{-\omega_{cp} t}, \end{aligned} \quad (4)$$

где  $\omega_{cp}$  – частота среза.

При этом в соответствии с (2) и (3) коэффициенты разностного уравнения будут иметь вид

$$a_0 = h_0; \quad a_1 = h_1 - (h_2/h_1)h_0; \quad b_1 = -h_2/h_1$$

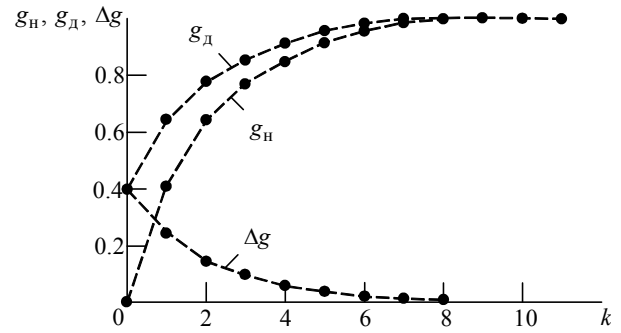
или с учетом (4)

$$a_0 = \omega_{cp} T; \quad a_1 = 0; \quad b_1 = -e^{-\omega_{cp} T}.$$

В соответствии с (1) разностное уравнение рассматриваемого дискретного фильтра имеет вид

$$y(k) = a_0 x(k) - b_1 y(k-1). \quad (5)$$

Синтезированный рекурсивный дискретный фильтр должен по своим параметрам соответствовать непрерывному фильтру, т. е. ПХ дискретного фильтра должна максимально точно равняться отсчетам ПХ непрерывного фильтра в дискретные моменты времени  $t_i = iT$ . Запишем согласно (5) ПХ синтезируемого дискретного



фильтра как его реакцию на решетчатое единичное входное воздействие в виде

$$g_d(k) = a_0 - b_1 g_d(k-1).$$

На рисунке показаны приведенные к уровню единицы ПХ рассматриваемого непрерывного ФНЧ  $g_n(k)$  и дискретного ФНЧ  $g_d(k)$  для случая  $T\omega_{cp} = 0.5$ . Здесь же представлено отклонение ПХ этих характеристик:

$$\Delta g(k) = g_d(k) - g_n(k).$$

Анализируя представленные результаты расчетов, следует отметить, что для ФНЧ первого порядка на протяжении длительности переходного процесса  $t_{пер} \approx 8T$  отклонение ПХ дискретного и непрерывного фильтров изменяется от 40 % практически до нуля по отношению к установившемуся значению  $g_n(\infty) = 1$ . Расчеты, проведенные для ФНЧ Баттерворта второго порядка, показали, что отклонение ПХ дискретного и непрерывного фильтров составляет 10 %.

Таким образом, существующая методика определения коэффициентов разностного уравнения рекурсивных фильтров на базе отсчетов ИХ является неточной и в результате не обеспечивает требуемого качества работы дискретных фильтров в пределах переходного процесса. Известной методикой можно пользоваться лишь за пределами переходного процесса.

В полном объеме физические процессы, протекающие как в непрерывных, так и в дискретных фильтрах, описываются их ПХ. В связи с этим рассмотрим синтез рекурсивных дискретных фильтров на базе их ПХ. На основании (1) для случая ПХ, когда  $x(i) = 1$ , запишем систему разностных уравнений, связывающих значения отсчетов входного и выходного сигналов рекурсивного дискретного фильтра, а также коэффициентов  $a_i$  и  $b_i$ :

$$\begin{aligned} y(k) &= \sum_{i=0}^n a_i x(k) - \sum_{i=1}^n b_i y(k-i), \\ g_d(k) &= \sum_{i=0}^n a_i - \sum_{i=1}^n b_i g_d(k-i). \end{aligned} \quad (6)$$

При этом для синтеза дискретного рекурсивного фильтра отсчеты  $g_d(k)$  ПХ дискретного фильтра приравниваются к отсчетам  $g_n(k)$  переходной характеристики непрерывного фильтра:  $g_d(k) = g_n(k)$ .

В развернутом виде система уравнений (6) записывается следующим образом:

$$\begin{aligned} a_1 + a_2 + \dots + a_n - b_1 g_d(k-1) - b_2 g_d(k-2) - \\ - \dots - b_n g_d(0) = g_d(k) - g_d(0); \\ a_1 + a_2 + \dots + a_n - b_1 g_d(k) - b_2 g_d(k-1) - \\ - \dots - b_n g_d(1) = g_d(k+1) - g_d(0); \\ a_1 + a_2 + \dots + a_n - b_1 g_d(k+1) - b_2 g_d(k) - \\ - \dots - b_n g_d(2) = g_d(k+2) - g_d(0); \\ \vdots \\ a_1 + a_2 + \dots + a_n - b_1 g_d(k+m-2) - \\ - \dots - b_n g_d(m-1) = g_d(k+m-1) - g_d(0). \end{aligned} \quad (7)$$

Число уравнений в данной системе должно быть равно числу неизвестных коэффициентов  $m = 2n$ .

Решение полученной системы уравнений позволяет определить все необходимые коэффициенты разностного уравнения синтезируемого рекурсивного дискретного фильтра. Для этого переписав систему уравнений (7) в виде

$$\begin{aligned} x_1 + x_2 + \dots + x_n + x_{n+1} g_d(k-1) + \\ + x_{n+2} g_d(k-2) + \dots + x_{2n} g_d(0) = d_1; \\ x_1 + x_2 + \dots + x_n + x_{n+1} g_d(k) + \\ + x_{n+2} g_d(k-1) + \dots + x_{2n} g_d(1) = d_2; \\ \vdots \\ x_1 + x_2 + \dots + x_n + x_{n+1} g_d(k+m-2) + \\ + x_{n+2} g_d(k+m-3) + \dots + x_{2n} g_d(m-1) = d_m, \end{aligned} \quad (8)$$

где

$$\begin{aligned} x_1 = a_1; \quad x_2 = a_2; \quad \dots; \quad x_n = a_n; \\ x_{n+1} = -b_1; \quad x_{n+2} = -b_2; \quad \dots; \quad x_{2n} = -b_n; \\ d_1 = g_d(k) - g_d(0); \quad d_2 = g_d(k+1) - g_d(0); \\ \dots; \quad d_m = g_d(k+m-1) - g_d(0). \end{aligned}$$

Система уравнений (8) решается в приложении Matlab с помощью функции  $x = \text{prinv}(A) * d$ , где  $A$  является матрицей вида

$$A = \begin{pmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 & g_d(k-1) & g_d(k-2) & \dots & g_d(0) \\ 1 & 1 & \dots & 1 & g_d(k) & g_d(k-1) & \dots & g_d(1) \\ \dots & 1 & \dots & 1 & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & 1 & \dots & 1 & g_d(k+m-2) & g_d(k+m-3) & \dots & g_d(m-1) \end{pmatrix}. \quad (9)$$

Правая часть системы уравнений (8) определяет вектор-столбец

$$d = (d_1 \quad d_2 \quad \dots \quad d_m)^T. \quad (10)$$

Рассмотрим ряд примеров.

1. Фильтр верхних частот (ФВЧ) первого порядка. В непрерывном варианте данный фильтр обладает частотной передаточной функцией

$$W(j\omega) = \frac{j\omega/\omega_{cp}}{1 + j\omega/\omega_{cp}}$$

и ПХ  $g(t) = e^{-\omega_{cp}t}$ .

Согласно (9) и (10) матрица  $A$  и вектор-столбец  $d$  записываются в виде

$$A = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & g_d(1) \end{pmatrix}; \quad d = \begin{pmatrix} g_d(1) - 1 \\ g_d(2) - 1 \end{pmatrix}.$$

При этом для рассматриваемого ФВЧ при  $T\omega_{cp} = 0.5$  коэффициенты разностного уравнения принимают значения

$$a_0 = 1; \quad a_1 = -1; \quad b_1 = -0.60653066.$$

Расчеты показывают, что в данном случае отклонение ПХ дискретного и непрерывного ФВЧ не превышает  $10^{-13}$ .

2. ФНЧ Баттерворта первого порядка. Для рассматриваемого фильтра ПХ определяется формулами:

$$\begin{aligned} - \text{для непрерывного фильтра } g_n(t) = 1 - e^{\frac{-\omega_{cp}t}{\sqrt{2}}}; \\ - \text{для дискретного фильтра } g_d(i) = 1 - e^{\frac{-\omega_{cp}iT}{\sqrt{2}}}. \end{aligned}$$

Матрица  $A$  и вектор-столбец  $d$  записываются следующим образом:

$$A = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1 & g_d(1) \end{pmatrix}; \quad d = \begin{pmatrix} g_d(1) \\ g_d(2) \end{pmatrix}.$$

В результате для рекурсивного дискретного ФНЧ первого порядка при  $T\omega_{cp} = 0.5$  коэффициенты разностного уравнения составляют:  $a_0 = 0$ ;  $a_1 = 0.39346934$ ;  $b_1 = -0.60653066$ . Как и в случае с ФВЧ первого порядка, отклонение ПХ дискретного и непрерывного ФНЧ первого порядка не превышает  $10^{-13}$ .

3. ФНЧ Баттерворта второго порядка. Для непрерывного времени ПХ этого ФНЧ имеет вид

$$g_n(t) = 1 - e^{-\omega_{cp}t/\sqrt{2}} \left[ \sin(\omega_{cp}t/\sqrt{2}) + \cos(\omega_{cp}t/\sqrt{2}) \right],$$

а для дискретного времени –

$$\begin{aligned} g_d(i) = 1 - e^{-\omega_{cp}iT/\sqrt{2}} \times \\ \times \left[ \sin(\omega_{cp}iT/\sqrt{2}) + \cos(\omega_{cp}iT/\sqrt{2}) \right]. \end{aligned}$$

Матрица  $A$  и вектор-столбец  $\mathbf{d}$  приобретают вид

$$A = \begin{pmatrix} 1 & 1 & g_d(1) & g_d(0) \\ 1 & 1 & g_d(2) & g_d(1) \\ 1 & 1 & g_d(3) & g_d(2) \\ 1 & 1 & g_d(4) & g_d(3) \end{pmatrix}; \quad \mathbf{d} = \begin{pmatrix} g_d(2) - g_d(0) \\ g_d(3) - g_d(1) \\ g_d(4) - g_d(2) \\ g_d(5) - g_d(3) \end{pmatrix}.$$

Для рассматриваемого ФНЧ коэффициенты разностного уравнения при  $T\omega_{cp} = 0.5$  принимают значения:

$$a_0 = 0; \quad a_1 = 0.09126395; \quad a_2 = 0.09126395; \\ b_1 = -1.30224374; \quad b_2 = 0.48477164.$$

В данном случае отклонение ПХ дискретного и непрерывного ФНЧ второго порядка не превышает 0.05 %.

4. ФНЧ Баттерворта третьего порядка. Непрерывная ПХ этого фильтра имеет вид

$$g_H(t) = 1 - e^{-\omega_{cp}t} - \frac{2}{\sqrt{3}} e^{-0.5\omega_{cp}t} \sin(0.5\sqrt{3}\omega_{cp}t),$$

а его дискретная ПХ –

$$g_H(i) = 1 - e^{-\omega_{cp}iT} - \frac{2}{\sqrt{3}} e^{-0.5\omega_{cp}iT} \sin(0.5\sqrt{3}\omega_{cp}iT).$$

Матрица  $A$  и вектор-столбец  $\mathbf{d}$  записываются следующим образом:

$$A = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & g_d(2) & g_d(1) & g_d(0) \\ 1 & 1 & 1 & g_d(3) & g_d(2) & g_d(1) \\ 1 & 1 & 1 & g_d(4) & g_d(3) & g_d(2) \\ 1 & 1 & 1 & g_d(5) & g_d(4) & g_d(3) \\ 1 & 1 & 1 & g_d(6) & g_d(5) & g_d(4) \\ 1 & 1 & 1 & g_d(7) & g_d(6) & g_d(5) \end{pmatrix};$$

$$\mathbf{d} = \begin{pmatrix} g_d(3) - g_d(0) \\ g_d(4) - g_d(1) \\ g_d(5) - g_d(2) \\ g_d(6) - g_d(3) \\ g_d(7) - g_d(4) \\ g_d(8) - g_d(5) \end{pmatrix}.$$

При этом коэффициенты разностного уравнения составляют:

$$a_0 = 0; \quad a_1 = 0.02578019; \quad a_2 = 0.02578019; \\ a_3 = 0.02578019; \quad b_1 = -2.01286036; \\ b_2 = 1.45514907; \quad b_3 = -0.36494815.$$

При указанных значениях отклонение ПХ дискретного и непрерывного ФНЧ третьего порядка не превышает 0.25 %.

Следует отметить, что с уменьшением произведения  $T\omega_{cp}$  отклонение ПХ дискретных и непрерывных фильтров как нижних, так и верхних частот резко уменьшается.

Таким образом, показано, что известная методика расчетов коэффициентов разностного уравнения рекурсивных дискретных фильтров на базе отсчетов ИХ не обеспечивает правильной реализации переходных процессов. Предложенная методика расчетов коэффициентов с использованием отсчетов ПХ позволяет получить дискретные фильтры с динамическими свойствами, совпадающими с динамическими свойствами непрерывных фильтров как в переходном, так и в установившемся режимах.

Предложенная методика является общей и распространяется на рекурсивные дискретные фильтры как нижних, так и верхних частот практически любых порядков.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Воробьев С. Н. Цифровая обработка сигналов. М.: Академия, 2013. 318 с.
2. Оппенгейм А., Шафер Р. Мир цифровой обработки сигналов. М.: Техносфера, 2006. 820 с.
3. Куприянов М. С., Матюшкин Б. Д. Цифровая обработка сигналов. СПб.: Политехника, 2000. 592 с.

S. I. Ziatdinov

Saint Petersburg State University of the Aerospace Instrumentation

## Synthesis of the Recursive Discrete Filters in Time Range

*It was showed, that the methods, which is used in real time for calculation the coefficients of the difference equation for recursive discrete filters on the base of the readings of impulse characteristic not gives correct the transient process. It was proposed the methods for calculation the coefficients on the base of the readings of transient characteristic, which gives correct dynamical properties of the discrete filters, coincidental with the dynamical properties of the filters unbroken filters as in transient, like that in steady condition.*

Frequency transmission function, impulse characteristic, transient characteristic, recursive discrete filters, difference equations, coefficients

Статья поступила в редакцию 15 февраля 2016 г.

УДК 621.391.8

А. П. Лось

Научно-исследовательский институт  
кораблестроения и вооружения ВМФ (Санкт-Петербург)

А. К. Розов

Военно-морская академия (Санкт-Петербург)

## Способ некогерентного обнаружения повторяющихся сигналов

*На основе теории оптимальных правил остановки наблюдений разработаны алгоритмы обнаружения повторяющихся сигналов. Получены аналитические выражения для вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги при обнаружении сигнала в отдельной пачке и обнаружении пачки с сигналом среди остальных пачек без сигнала. На ряде примеров проведена оценка эффективности предлагаемых процедур принятия решения об обнаружении сигналов для непрерывного и дискретного времени.*

### Обнаружение сигналов, некогерентное накопление, апостериорное распределение, остановка наблюдений

При работе радиолокационных и гидролокационных станций для обнаружения слабых сигналов в настоящее время широко используются некогерентные методы накопления, основанные на сложении нескольких отраженных сигналов [1].

В отличие от известных методов некогерентного накопления предлагается использовать специальную форму накопления информации, основанную на уточнении апостериорного распределения временного положения сигнала по результатам предыдущего цикла наблюдений. Это позволяет при обнаружении сигнала в каждом последующем цикле использовать информацию, полученную на предыдущих циклах.

Эффективность процедуры повторных наблюдений можно оценить вероятностями обнаружения и ложной тревоги, которые находятся аналитически или в результате статистического моделирования.

Предположим, что имеется возможность ряда повторных наблюдений, в которых полезный сигнал уровня  $r$  появляется с одной и той же задержкой  $\theta$ .

Появление сигнала в  $i$ -м цикле наблюдений представим процессом для дискретных моментов времени  $l = 1, \dots, L$ :

$$\chi_l^{(i)} = \begin{cases} 0, & l < \theta; \\ r, & l = \theta; \\ 0, & l > \theta, \end{cases}$$

где  $L$  – отсчет, по которому заканчивается наблюдение.

Наблюдаемый процесс  $\eta_l^{(i)}$  представим суммой полезного сигнала  $\chi_l^{(i)}$  и помехи:

$$\eta_l^{(i)} = \chi_l^{(i)} + \sqrt{c_2} x_l^{(i)},$$

где  $c_2$  – эффективное значение помехи;  $x_l^{(i)} \sim N(0,1)$  – нормально распределенная случайная величина с нулевым средним и единичной дисперсией.

Учет априорных данных, полученных на предыдущих циклах обнаружения, позволяет накапливать информацию о появлении сигнала и благодаря этому обнаруживать более слабые сигналы. Учет наблюдений, проведенных на  $(i-1)$ -м цикле, может быть представлен в виде апостериорного распределения наблюдаемого процесса  $\eta_l^{(i)}$  сигнала на момент  $\theta$  [2]:

$$p^{(i-1)}(\theta | \eta_l^{(i)}) = \begin{cases} \varphi_{\theta}^{(i-1)} \frac{1 - \pi_l^{(i-1)}}{p^{(i-1)}(\theta > l)} p^{(i-1)}(\theta), & \theta \leq l; \\ \frac{1 - \pi_l^{(i-1)}}{p^{(i-1)}(\theta > l)} p^{(i-1)}(\theta), & \theta > l, \end{cases}$$

где  $\varphi_{\theta}^{(i-1)}$  – отношение правдоподобия [3], [4];

$$\pi_l^{(i-1)} = P^{(i-1)}(\theta \leq l | \eta_l^{(i)}), \quad \eta_l^{(i)} = (\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_l)$$

– апостериорное распределение.

Если априори  $p^{(i)}(\theta)$  неизвестно, распределение можно принять равномерным, а затем скорректировать его с учетом поступления необнаруженных сигналов на более ранних циклах наблюдения.

В случае отсутствия сигнала распределение  $p^{(i-1)}(\theta | \eta_l^{(1)})$  будет, как правило, мало отличаться от равномерного. Если же на предыдущем цикле сигнал присутствовал,  $p^{(i-1)}(\theta | \eta_l^{(1)})$  изменится по сравнению с ним и будет иметь большие значения при  $l$ , близких или равных  $\theta$  – действительному моменту появления сигнала. В последующих циклах такая деформация будет приобретать все более выраженный характер. В результате могут быть реализованы преимущества байесовского подхода к обнаружению сигнала.

Процедура принятия решений основана на запоминании значений  $\phi_{\theta}^{(i-1)}$  и  $\pi_l^{(i-1)}$ , что приводит к довольно громоздкой процедуре пересчета при переходе от предыдущего цикла к последующему. Поэтому целесообразно изменить форму учета наблюдений и выбрать такой функционал, который бы зависел от меньшего числа параметров и участвовал в процедуре принятия решений о наличии сигнала.

Граница области остановки на каждом цикле должна быть своя, поскольку она зависит от меняющегося в процессе наблюдений (при возрастании  $i$ ) апостериорного распределения  $p^{(i-1)}(\theta | \eta_l^{(1)})$ . В ряде случаев с некоторым приближением граница области может быть принята близкой к единице, оставаясь такой для всех циклов.

Процедура принятия решений должна быть организована так, чтобы наблюдения в циклах проводились независимо.

Покажем на примере, как могут быть определены реализации

$$\begin{aligned}\pi_l^{(-)(i)} &= P(\theta < l | \eta_l^{(i)}); \\ \pi_l^{(0)(i)} &= P(\theta = l | \eta_l^{(i)}) \text{ и} \\ \pi_l^{(+)(i)} &= P(\theta > l | \eta_l^{(i)}).\end{aligned}$$

Введем обозначения:

Цикл  $i = 1$ :

$$\begin{aligned}p_l^{(1)} &= \frac{1}{L}; \quad P^{(1)}(\theta > l) = \frac{L-l}{L}; \\ P^{(1)}(\theta > l+1) &= \frac{L-(l+1)}{L}.\end{aligned}$$

Циклы  $i > 1$ :

$$\begin{aligned}p_l^{(i)} &= \frac{\pi_l^{(0)(i-1)}}{\sum_{k=1}^L \pi_k^{(0)(i-1)}}; \\ P^{(i)}(\theta > l) &= \frac{\sum_{k=l+1}^L \pi_k^{(0)(i-1)}}{\sum_{k=1}^L \pi_k^{(0)(i-1)}}; \\ P^{(i)}(\theta > l+1) &= \frac{\sum_{k=l+2}^L \pi_k^{(0)(i-1)}}{\sum_{k=1}^L \pi_k^{(0)(i-1)}}.\end{aligned}$$

Значения апостериорных вероятностей определяются рекуррентными соотношениями [5]:

$$\begin{aligned}\pi_{l+1}^{(-)(i)} &= \frac{P^{(i)}(\theta > l) [\pi_l^{(-)(i)} + \pi_l^{(0)(i)}]}{p_{l+1}^{(i)} \pi_l^{(-)(i)} (\phi_{l+1}^{(i)} - 1) + P^{(i)}(\theta > l)}; \\ \pi_{l+1}^{(0)(i)} &= \frac{p_{l+1}^{(i)} \pi_l^{(+)(i)} \phi_{l+1}^{(i)}}{p_{l+1}^{(i)} \pi_l^{(-)(i)} (\phi_{l+1}^{(i)} - 1) + P^{(i)}(\theta > l)}; \\ \pi_{l+1}^{(+)(i)} &= \frac{P^{(i)}(\theta > l+1) \pi_l^{(+)(i)}}{p_{l+1}^{(i)} \pi_l^{(-)(i)} (\phi_{l+1}^{(i)} - 1) + P^{(i)}(\theta > l)},\end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned}\pi_1^{(-)(i)} &= 0; \quad \pi_1^{(0)(i)} = \frac{p_1^{(i)} \phi_1^{(i)}}{p_1^{(i)} [\phi_1^{(i)} - 1] + 1}; \\ \pi_1^{(+)(i)} &= \frac{P^{(i)}(\theta > 1)}{p_1^{(i)} [\phi_1^{(i)} - 1] + 1}; \quad \phi_{l+1}^{(i)} = e^{\psi_{l+1}^{(i)}},\end{aligned}$$

причем

$$\psi_{l+1}^{(i)} = \left( \frac{r}{c_2} \right) \eta_{l+1}^{(i)} - \left( \frac{r^2}{2c_2} \right).$$

Приняв  $r = 0,5$ ;  $c_2 = 1$ ;  $L = 10$ ;  $\theta = 5$ , получим реализацию, представленную в табл. 1.

Оценим вероятность обнаружения сигнала в отдельно взятой пачке, содержащей сигнал, и вероятность обнаружения пачки с сигналом среди остальных пачек без сигнала.

**Обнаружение сигнала в пачке.** Определение эффективности использования повторяющихся циклов для обнаружения сигнала возможно с помощью статистического моделирования. Для это-

Таблица 1

| $i$ | $l$              |       |       |       |       |       |       |       |       |       |
|-----|------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
|     | 1                | 2     | 3     | 4     | 5     | 6     | 7     | 8     | 9     | 10    |
|     | $\pi_l^{(0)(i)}$ |       |       |       |       |       |       |       |       |       |
| 1   | 0.045            | 0.105 | 0.058 | 0.066 | 0.108 | 0.089 | 0.099 | 0.218 | 0.123 | 0.091 |
| 5   | 0.024            | 0.050 | 0.048 | 0.048 | 0.234 | 0.084 | 0.059 | 0.177 | 0.242 | 0.028 |
| 10  | 0.025            | 0.029 | 0.136 | 0.026 | 0.737 | 0.019 | 0.010 | 0.032 | 0.065 | 0.008 |
| 15  | 0.020            | 0.045 | 0.005 | 0.013 | 0.882 | 0.001 | 0.027 | 0.019 | 0.008 | 0.001 |
| 20  | 0.017            | 0.017 | 0.002 | 0.019 | 0.925 | 0.003 | 0.025 | 0.001 | 0.001 | 0.000 |

го сначала разыгрывается момент воздействия сигнала в первом цикле, после чего с помощью рекуррентных соотношений вычисляется реализация  $\pi_l^{(0)(i)}$ ,  $l=1, 2, \dots, 20$ . Этой реализации придается смысл априорного распределения для моделирования реализации  $\pi_l^{(0)(2)}$ , соответствующей второму циклу. Эта процедура продолжается до цикла  $i$ , на котором в момент достижения статистикой  $\Omega_l^{(i)} = \pi_l^{(-)(i)} + 2\pi_l^{(0)(i)}$  границы, равной единице, фиксируется, чему соответствует этот момент – ложной тревоге, обнаружению или пропуску воздействия сигнала.

Описанная процедура повторяется при другом розыгрыше положения сигнала, и снова фиксируется, какой из моментов достижения границы является ложной тревогой, обнаружением или пропуском. Количество розыгрышей момента воздействия сигнала составляло  $10^3$ .

После этого по отношению количества ложных тревог, обнаружений и пропусков к общему числу опытов вычисляются вероятности ложной тревоги  $P_{л.т.}$ , обнаружения  $P_{обн.}$  и пропуска  $P_{пр.}$

Перечисленные вероятности для значений  $r=1$ ;  $c_2=1$ ;  $L=20$  представлены в табл. 2. В нее также включены значения вероятности  $P_{л.т.}^{(0)}$  принятия решения о наличии сигнала без накопления, если в действительности он отсутствовал.

Принятие решения о сигнале в  $i$ -м цикле обнаружения означает, что все предшествующие ему циклы использовались только для формирования значений  $\pi_l^{(0)}$  и лишь в  $i$ -м цикле с помощью  $\Omega_l^{(i)}$  выполняется процедура обнаружения и

определяется, является ли решение ложным, правильным или произошел пропуск.

Как следует из табл. 2, достаточно малое значение вероятности обнаружения в первом цикле  $P_{обн.} = 0.06$  может быть увеличено до 0.612 при 20 циклах обнаружения и до 0.868 при 40 циклах. Необходимо отметить, что эти результаты относятся к дискретному времени и указанным параметрам сигнала, строго постоянным на протяжении всех 20 циклов обнаружения.

При переходе к непрерывному времени полученные результаты заметно изменяются.

**Обнаружение пачки с сигналом среди пачек без сигнала.** Обнаружение такой пачки равносильно установлению нарушения стационарности наблюдаемого процесса. Отрицательную роль в этом процессе играют преждевременные ложные решения. Эта роль может характеризоваться вероятностью наступления хотя бы одного преждевременного решения.

Формулировка "хотя бы одного" предполагает, во-первых, неединственность ложных решений и, во-вторых, того, что первое ложное решение не исключает появления повторных. В результате для определения значений необходимо использовать теорему о сложении вероятностей.

Напомним, что совместными событиями  $A$  и  $B$  называются события, появление одного из которых не исключает появления другого. Вероятность совокупности таких событий определяется как [6]

$$P(A+B) = P(A) + P(B) - P(AB),$$

где  $P(A)$ ,  $P(B)$  – вероятности наступления событий  $A$  и  $B$  соответственно;  $P(AB)$  – вероятность совместного наступления событий  $A$  и  $B$ .

Можно показать, что в случае произвольного числа совместных событий справедливо соотношение

$$P(A_1 + \dots + A_n) = 1 - P(\overline{A_1}, \dots, \overline{A_n}),$$

где  $\overline{A_1}, \dots, \overline{A_n}$  – события, обратные событиям  $A_1, \dots, A_n$ .

Если ошибочное решение может быть принято с вероятностью  $\alpha$ , то вероятность ложного об-

Таблица 2

| $i$ | $P_{л.т.}$ | $P_{обн.}$ | $P_{пр.}$ | $P_{л.т.}^{(0)}$ |
|-----|------------|------------|-----------|------------------|
| 1   | 0.240      | 0.060      | 0.700     | 0.057            |
| 10  | 0.175      | 0.365      | 0.460     | 0.060            |
| 20  | 0.137      | 0.612      | 0.251     | 0.062            |
| 30  | 0.105      | 0.727      | 0.168     | 0.046            |
| 40  | 0.063      | 0.868      | 0.069     | 0.050            |

наружения хотя бы одного нарушения стационарности составляет  $1 - (1 - \alpha)^m$ , где  $m$  – количество наблюдений.

При действительном нарушении стационарности в момент  $n$  вероятность обнаружить хотя бы одно такое нарушение раньше этого момента определяется соотношением  $1 - (1 - \alpha)^{n-1}$ .

Если нарушение стационарности имеется и может произойти в любой момент и с одинаковой вероятностью, то вероятность ложно обнаружить его раньше, чем оно произошло в действительности, составит:

$$P_{л.т.м} = \frac{1}{m} \sum_{n=1}^m [1 - (1 - \alpha)^{n-1}]. \quad (1)$$

Поскольку отсутствие ложных обнаружений на интервале  $[1, n-1]$  и правильное обнаружение в момент  $n$  с вероятностью  $\beta$  могут считаться независимыми событиями, вероятность их наступления определяется правилом умножения вероятностей:  $(1 - \alpha)^{n-1} (1 - \beta)$ .

В условиях, когда нарушение стационарности может происходить в любой момент времени с одинаковой вероятностью, вероятность правильного обнаружения его в момент, когда оно в действительности имеется, составит:

$$P_{обн.м} = \frac{1}{m} \sum_{n=1}^m [(1 - \alpha)^{n-1} (1 - \beta)]. \quad (2)$$

Аналогичным образом составляется и соотношение, определяющее вероятность пропуска:

$$P_{пр.м} = \frac{1}{m} \sum_{n=1}^m [(1 - \alpha)^{n-1} \beta]. \quad (3)$$

Вероятности ложной тревоги, обнаружения и пропуска составляют полную группу событий, поэтому их сумма равна 1.

Как уже отмечалось, нарушение стационарности в рассматриваемом случае означает появление пачки с сигналом. Формулы (1)–(3) со значениями  $\alpha = P_{л.т.}^{(0)}$  и  $\beta = 1 - P_{обн.}^{(0)}$  были использованы для расчета  $P_{л.т.м}$ ,  $P_{обн.м}$  и  $P_{пр.м}$  при  $m = 10$  и  $20$  (табл. 3).

Таблица 3

| $m$ | $P_{л.т.м}$ | $P_{обн.м}$ | $P_{пр.м}$ |
|-----|-------------|-------------|------------|
| 10  | 0.197       | 0.699       | 0.104      |
| 20  | 0.358       | 0.558       | 0.084      |

**Случай непрерывного времени.** В этом случае появление сигнала может быть представлено процессом:

$$\chi_{t_k}^{(1)} = \begin{cases} 0, & t_k < \theta; \\ \theta t_k, & \theta \leq t_k \leq \theta + h; \\ 0, & t_k > \theta + h, \end{cases}$$

где  $h$  – продолжительность сигнала.

Наблюдение может быть представлено суммой  $\chi_{t_k}^{(1)}$  и помех:

$$\eta_{t_{k+1}}^{(i)} - \eta_{t_k}^{(i)} = \chi_{t_k}^{(i)} \Delta + \sqrt{c_{2\Delta}} x_{t_{k+1}}^{(i)},$$

где  $t_k$  – текущее время в момент  $k$ -го наблюдения;  $x_{t_{k+1}}^{(i)} \sim N(0, 1)$ ;  $\Delta$  – шаг, с которым решается уравнение.

При рассмотрении обнаружения на дискретном времени показано, что повторяемость сигнала в циклах может быть использована для обнаружения слабых сигналов. Такая возможность, естественно, остается и в случае непрерывного времени.

При этом также вместо нахождения апостериорного распределения момента появления сигнала на  $(i-1)$ -м цикле используются зафиксированные на предыдущем цикле текущие значения апостериорных вероятностей  $\pi_{t_k}^{(0)(i)}$ , что позволяет сократить требования к памяти вычислителя, а для сохранения постоянного значения границы области остановки используется статистика

$$\Omega_{t_k}^{(i)} = \pi_{t_k}^{(-)(i)} + 2\pi_{t_k}^{(0)(i)}.$$

Введем обозначения:

Цикл  $i = 1$ :

$$p^{(1)}(t_k) = f^{(1)}(\theta = t_k) = \frac{1}{T};$$

$$p^{(1)}(t_k - h) = f^{(1)}(\theta = t_k - 1) = \frac{1}{T};$$

$$p^{(1)}(\theta > t_k) = \frac{T - t_k}{T},$$

где  $f(\theta)$  – плотность вероятности случайной величины  $\theta$ ;  $T$  – интервал наблюдения, на котором равномерно распределен момент появления сигнала.

Циклы  $i > 1$ :

$$p_{t_k}^{(i)} = \frac{\pi_{t_k}^{(0)(i-1)}}{\sum_{k=1}^{t/\Delta} \pi_{t_k}^{(0)(i-1)}}; \quad p_{t_k-h}^{(i)} = \frac{\pi_{t_k}^{(0)(i-1)}}{\sum_{k=1}^{t/\Delta} \pi_{t_k}^{(0)(i-1)}};$$

$$P^{(i)}(\theta > t_k) = \frac{\sum_{e=k+1}^{t/\Delta} \pi_{t_e}^{(0)(i-1)}}{\sum_{k=1}^{t/\Delta} \pi_{t_k}^{(0)(i-1)}}.$$

Апостериорные вероятности

$$\begin{aligned}\pi_{t_k}^{(-)(i)} &= P(\theta < t_k - h | \eta_{t_k}^{(0)}); \\ \pi_{t_k}^{(0)(i)} &= P(t_k - h \leq \theta \leq t_k | \eta_{t_k}^{(0)}); \\ \pi_{t_k}^{(+)(i)} &= P(\theta > t_k | \eta_{t_k}^{(0)})\end{aligned}$$

определяются следующим образом [4]:

$$\begin{aligned}\pi_{t_{k+1}}^{(-)(i)} &= \begin{cases} 0, & t_k < h; \\ \pi_{t_k}^{(-)(i)} + \frac{p_{t_k-h}^{(i)}}{P^{(i)}(\theta > t_k)} \pi_{t_k}^{(+)(i)} \varphi_{t_k-h}^{t_k(i)} \Delta - \\ - \frac{1}{c_2} m_{\theta}^{(i)}(t_k) \pi_{t_k}^{(-)(i)} \pi_{t_k}^{(0)(i)} \times \\ \times \left[ \eta_{t_{k+1}}^{(i)} - \eta_{t_k}^{(i)} - m_{\theta}^{(i)}(t_k) \pi_{t_k}^{(0)(i)} \Delta \right], & t_k \geq h; \end{cases} \\ \pi_{t_{k+1}}^{(0)(i)} &= \begin{cases} \pi_{t_k}^{(0)(i)} + \frac{p_{t_k}^{(i)}}{P^{(i)}(\theta > t_k)} \pi_{t_k}^{(+)(i)} \Delta + \\ + \frac{1}{c_2} m_{\theta}^{(i)}(t_k) \pi_{t_k}^{(0)(i)} \pi_{t_k}^{(+)(i)} \times \\ \times \left[ \eta_{t_{k+1}}^{(1)} - \eta_{t_k}^{(i)} - m_{\theta}^{(i)}(t_k) \pi_{t_k}^{(0)(i)} \Delta \right], & t_k < h; \\ \pi_{t_k}^{(0)(i)} + \frac{p_{t_k}^{(i)} - p_{t_k-h}^{(i)} \varphi_{t_k-h}^{t_k(i)}}{P^{(i)}(\theta > t_k)} \pi_{t_k}^{(+)(i)} \Delta + \\ + \frac{1}{c_2} m_{\theta}^{(i)}(t_k) \pi_{t_k}^{(0)(i)} \left[ 1 - \pi_{t_k}^{(0)(i)} \right] \times \\ \times \left[ \eta_{t_{k+1}}^{(1)} - \eta_{t_k}^{(i)} - m_{\theta}^{(i)}(t_k) \pi_{t_k}^{(0)(i)} \Delta \right], & t_k < h; \end{cases} \\ \pi_{t_{k+1}}^{(+)(i)} &= \pi_{t_k}^{(+)(i)} + \frac{p_{t_k}^{(i)}}{P^{(i)}(\theta > t_k)} \pi_{t_k}^{(+)(i)} \Delta - \\ - \frac{1}{c_2} m_{\theta}^{(i)}(t_k) \pi_{t_k}^{(0)(i)} \pi_{t_k}^{(+)(i)} \times \\ \times \left[ \eta_{t_{k+1}}^{(1)} - \eta_{t_k}^{(i)} - m_{\theta}^{(i)}(t_k) \pi_{t_k}^{(0)(i)} \Delta \right],\end{aligned}$$

где  $\pi_0^{(-)(i)} = \pi_0^{(0)(i)} = 0$ ;  $\pi_0^{(+)(i)} = 1$ ;  $m^{(i)}(t_k)$  находится в результате решения уравнений Калмана-Бьюси [7];  $\varphi_{t_k-h}^{t_k(i)}$  – отношение правдоподобия.

Отношение правдоподобия определяется следующим образом:

$$\varphi_{t_k-h}^{t_k(i)} = e^{\psi_{t_k-h}^{t_k(i)}},$$

где

$$\psi_{t_k-h}^{t_k(i)} = \psi_{t_k-h}^{(t_{k+1}-h)(i)} + \dots + \psi_{t_k-1}^{t_k(i)},$$

причем

$$\psi_{t_k-h}^{t_k(i)} = \frac{1}{c_2} m_{\theta}^{(i)}(t_k) \left( \eta_{t_{k+1}}^{(i)} - \eta_{t_k}^{(i)} \right) - \frac{1}{c_2} m_{\theta}^{(2i)}(t_k) \Delta.$$

Вероятности обнаружения вычисляются аналогично случаю дискретного времени с учетом продолжительности действия сигнала  $h$ :

$$P_{\text{л.т}} = \frac{1}{H} \sum_{i=1} I(v^i < \theta);$$

$$P_{\text{обн}} = \frac{1}{H} \sum_{i=1} I(\theta \leq v^i \leq \theta + h);$$

$$P_{\text{пр}} = \frac{1}{H} \sum_{i=1} I(v^i > \theta + h),$$

где  $H$  – число опытов,

$$I(\zeta) = \begin{cases} 1, & \zeta = \text{true}; \\ 0, & \zeta = \text{false}. \end{cases}$$

Вероятность ошибочного принятия пачки без сигнала за пачку с сигналом вычисляется как

$$P_{\text{л.т}}^{(0)} = \frac{1}{H} \sum_{i=1} I(\Omega_{t_k}^{(i)} \geq 1).$$

Вероятность обнаружения пачки с сигналом в последовательности пачек без сигнала вычисляется по тем же формулам, как и в варианте дискретного времени.

Случай непрерывного времени был бы достаточно близок к условиям обнаружения сигнала в локационных станциях в предположении, что начало действия пачки согласовано с переключением направленности их действия. В действующих локаторах наблюдается плавное смещение направленности и поэтому начало обработки пачки не будет совпадать с действительным ее началом. По этой причине в процедуре обнаружения

будет участвовать несколько меньшая ее часть. Последнее мало скажется на вероятности  $P_{ЛТ_m}$ , но приведет к некоторому увеличению  $\beta$  и соответственно к понижению  $P_{обн_m}$ .

Возможность практического использования зависит от технических характеристик цифрового вычислителя – от способа запоминания реализации  $\pi_{t_k}^{(0)(i)}$ ,  $i = \overline{1, L}$ , за время длительности цикла.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сколник М. Справочник по радиолокации: в 4 т. / пер. с англ. М.: Сов. радио, 1976. Т. 1. 456 с.
2. Розов А. К. Оптимальные статистические решения. СПб.: Политехника, 2015. 247 с.
3. Ширяев А. Н. Статистический последовательный анализ. М.: Наука, 1976. 272 с.
4. Липцер Р. Ш., Ширяев А. Н. Статистика случайных процессов. М.: Наука, 1974. 696 с.

5. Лось А. П., Розов А. К., Царапкин А. Н. Оптимальное правило обнаружения сигналов, возникающих в случайные моменты времени // Изв. вузов. России. Радиоэлектроника. 2014. Вып. 5. С. 21–28.
6. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. М.: Физматгиз, 1962. 564 с.
7. Kalman R. T., Bucy R. New results in linear filtering and prediction theory // Trans. of ASME: J. of Basic Eng. 1961. Vol. 83D, № 3. P. 95–108.

A. P. Los'

*Scientific and Research Institute of Shipbuilding and Armament of the RF Navy (Saint Petersburg)*

A. K. Rozov

*RF Naval Academy (Saint Petersburg)*

## Method of Non-Coherent Detection of Repeated Signals

*Algorithms to detect of repeated signals based on the theory of optimal rules of observation stopping are developed. Analytical expressions for probabilities of correct detection and false alarm are obtained when the signal is detected in a separate bundle and detected packets of signal among the other packs without the signal. The effectiveness of the proposed procedures for making decisions about the detection of signals in continuous and discrete time is evaluated on a number of examples.*

Signal detection, non-coherent accumulation, the a posteriori distribution, observations stopping

Статья поступила в редакцию 10 декабря 2015 г.

УДК 535.2:621.391.26

С. А. Баруздин

*Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)*

## | Перестраиваемый согласованный фильтр светового диапазона

*Проведено моделирование работы фотонного процессора в режиме согласованной фильтрации. В основе моделирования лежат оптические уравнения Блоха. С использованием аппарата переходных матриц состояния системы определены комплексные огибающие двух- и трехимпульсного эха. Показано, что в двухимпульсном режиме возбуждения форма эха соответствует импульсной характеристике фильтра. В трехимпульсном режиме стимулированное эхо соответствует выходному сигналу согласованного фильтра. Изменяя форму сигналов возбуждения можно перестраивать фильтр, согласовывая его с различными по форме и параметрам сигналами.*

## Фотонное эхо, согласованный фильтр, электронная перестройка, импульсы возбуждения, форма эха

Использование светового диапазона электромагнитных волн позволяет существенно увеличить скорость передачи данных, организовывать большое количество каналов передачи информации, так как ширина светового диапазона при-

мерно в 10 000 раз шире радиодиапазона. При этом возникает необходимость разработки методов обработки сигналов светового диапазона, в том числе когерентной обработки.

Фотонное эхо широко используется в оптической спектроскопии, а также в работе оптических запоминающих устройств и процессоров [1]–[3]. Интерес к разработке подобных приборов на основе когерентных переходных и кооперативных оптических явлений связан прежде всего с широкими возможностями для обработки информации. Оптические эхопроцессоры обладают быстродействием свыше 10 Гбит/с [4]. Кроме того, их функционирование носит когерентный характер, что позволяет запоминать, восстанавливать и преобразовывать не только амплитудные, но и фазовые характеристики сигналов. В частности, фотонные эхопроцессоры могут осуществлять согласованную фильтрацию сигналов светового диапазона в реальном масштабе времени. Настоящая статья посвящена моделированию работы управляемого согласованного фильтра для сигналов светового диапазона.

Фотонное эхо, как и спиновое, описывается в терминах динамики углового момента [5]. Если в случае спинового эха происходит магнитодипольное взаимодействие электромагнитного поля с магнитными моментами частиц, то в случае фотонного эха оно заменяется электродипольным взаимодействием. При этом поглощение и излучение энергии наблюдается не в радио-, а в световом диапазоне. Несмотря на это, механизм формирования фотонного эха имеет много общего с механизмом формирования спинового эха.

При анализе явлений, связанных с фотонным эхом, часто используют векторную модель, аналогичную модели формирования спинового эха [5]. При этом вводят понятие псевдоэлектрического поля  $\mathbf{E}$  и псевдоэлектрического диполя  $\mathbf{P}$ . Псевдоэлектрическое поле помимо реальных поперечных компонент электрического поля содержит продольную составляющую, равную  $\omega/\gamma$ , где  $\omega$  – частота резонансного перехода;  $\gamma = 2p/\hbar$  – гироэлектрическое отношение ( $p$  – модуль дипольного момента резонансного перехода;  $\hbar = h/(2\pi)$  ( $h$  – постоянная Планка)). Псевдоэлектрический диполь кроме поперечных составляющих  $P_x$  и  $P_y$  включает в себя продольную псевдосоставляющую  $P_z = (\gamma\hbar/2)(N_1 - N_2)$ , где  $N_1$  и  $N_2$  – населенности уровней двухуровневой системы.

Поведение псевдоэлектрического диполя в псевдоэлектрическом поле описывается оптическими уравнениями Блоха, представленными в векторной форме:

$$\frac{d\mathbf{P}}{dt} = \gamma[\mathbf{P} \times \mathbf{E}] - \frac{P_x}{T_2} \mathbf{x} - \frac{P_y}{T_2} \mathbf{y} - \frac{P_z - P_0}{T_1} \mathbf{z};$$

где  $T_2$ ,  $T_1$  – времена поперечной и продольной релаксаций соответственно;  $\mathbf{x}$ ,  $\mathbf{y}$ ,  $\mathbf{z}$  – орты декартовой системы координат;  $N$  – активное число излучающих частиц в единице объема;  $P_0 = (\gamma\hbar/2)N$  – равновесное значение вектора псевдополяризации. По внешнему виду эти уравнения совпадают с уравнениями Блоха в магнитном резонансе, что позволяет рассматривать оба вида эха с общих позиций.

Анализ эхооткликов будем проводить с использованием оптических уравнений Блоха [6], которые удобно представить в системе координат, вращающейся вокруг продольной оси  $z$  с частотой, равной несущей частоте импульса возбуждения  $\omega_0$ :

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{P}}{dt} = \left(i\Omega - \frac{1}{T_2}\right)\tilde{P} - i\tilde{R}(t)P_z; \\ \frac{d\tilde{P}^*}{dt} = -\left(i\Omega + \frac{1}{T_2}\right)\tilde{P}^* + i\tilde{R}^*(t)P_z; \\ \frac{dP_z}{dt} = -i\frac{\tilde{R}^*(t)\tilde{P}}{2} + i\frac{\tilde{R}(t)\tilde{P}^*}{2} - \frac{P_z}{T_1} + \frac{P_0}{T_1}, \end{cases} \quad (1)$$

где  $\tilde{P}$ ,  $P_z$  – комплексные поперечная и продольная компоненты вектора псевдополяризации соответственно;  $\tilde{R}(t) = \gamma\tilde{E}(t)$  – комплексная огибающая импульса возбуждения длительностью  $\tau$ , заданного на симметричном интервале, выраженная через гироэлектрическое отношение  $\gamma$  и комплексную огибающую электрического поля  $\tilde{E}(t)$ ;  $\Omega = \omega - \omega_0$  – расстройка частоты; "\*" – символ комплексного сопряжения, причем центральная частота неоднородно уширенной линии поглощения совпадает с несущей частотой импульсов возбуждения.

При моделировании и анализе эхооткликов целесообразно использовать формализм переходной матрицы состояния системы (вектора псевдополяризации) [7]. В этом случае определяют явный вид переходных матриц на свободных интервалах и формальный вид на интервалах действия импульсов возбуждения. Такой подход позволяет выделять в общем отклике системы, содержащем сигналы свободной индукции, первичные, стимулированные и другие эхо, нужный тип отклика, что в ряде случаев существенно облегчает решение задачи. В терминах формализма переходных матриц состояния проводится анализ двух- и трехимпульсных режимов возбуждения. Определяются комплексные огибающие первичного и стимулированного эхооткликов.

Будем считать, что длительность импульсов возбуждения удовлетворяет условию  $\tau \ll T_1, T_2$ . При этом в (1) можно не учитывать релаксацион-

ные члены. Формальное решение (1) в момент окончания импульса, заданного на симметричном интервале  $-\tau/2, \tau/2$ , можно представить в виде произведения переходной матрицы  $A$  на вектор начальных условий

$$\mathbf{P}(\tau/2, \Omega) = A(\tau/2, -\tau/2, \Omega) \mathbf{P}(-\tau/2, \Omega); \quad (2)$$

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \tilde{P} & \tilde{P}^* & P_z \end{bmatrix}^T,$$

где "т" – символ транспонирования.

Уравнения (1) представляют собой систему линейных дифференциальных уравнений с переменными в общем случае коэффициентами  $\tilde{R}(t)$  и  $\tilde{R}^*(t)$ . Точное аналитическое решение (1) удается получить только при  $\tilde{R}(t) = \text{const}$ , т. е. для простых импульсов с прямоугольной огибающей. Также точное аналитическое решение можно найти в случае кусочно-постоянных коэффициентов, например при возбуждении фазоманипулированными импульсами [6].

В настоящей статье промоделирована работа фотонного процессора в режиме перестраиваемого согласованного фильтра. При этом диапазон работы фильтра определяется частотой квантового перехода резонансной среды, в качестве которой могут выступать кристаллы, газы, органические соединения. Так для кристалла рубина длина волны составляет 0,635 мкм. Анализ работы согласованного фильтра проведен в терминах комплексных огибающих, что позволяет абстрагироваться от конкретной длины волны световых сигналов, определяемой видом резонансной среды. Длительности обрабатываемых сигналов в фотонных процессорах лежат в нано- и пикосекундных диапазонах.

В качестве импульсов, с которыми согласован фильтр, использованы фазоманипулированные 13-элементным кодом Баркера сигналы. Длительность элементарного импульса принята равной 1 нс. При этом длительность первого импульса  $\tau_1 = 13$  нс. Для иллюстрации возможности перестройки согласованного фильтра также рассмотрены сигналы в виде реализаций шума.

Для определения переходной матрицы  $A$  в (2) выполнялась ступенчатая аппроксимация комплексной огибающей импульса  $\tilde{R}(t)$  с шагом  $\Delta t \leq f_B/2$ , удовлетворяющим теореме отсчетов Котельникова, где  $f_B$  – граничная частота спектра функции  $\tilde{R}(t)$ . При этом длительность импульса возбуждения  $\tau$  делится на  $2N+1$  интервал, на каждом из которых задаются значения  $\tilde{R}_n = \tilde{R}(n\Delta t)$ ,  $n = -N, N$  [6].

Переходная матрица состояния в (2) определяется последовательным перемножением переходных матрицы элементарных импульсов с учетом законов изменения их параметров от импульса к импульсу

$$A = A_N \cdots A_n \cdots A_{-N}, \quad (3)$$

где  $A_n$  – переходная матрица, соответствующая элементарному импульсу.

Элементы матрицы  $A_n$  определяются следующими выражениями:

$$\begin{aligned} a_{22}^* = a_{11} &= \frac{R_n^2 + (R_n^2 + 2\Omega^2) \cos \beta_n \Delta t}{2\beta_n^2} + i \frac{\Omega \sin \beta_n \Delta t}{\beta_n}; \\ a_{21}^* = a_{12} &= \frac{\tilde{R}_n^2}{\beta_n^2} \sin^2 \left( \frac{\beta_n \Delta t}{2} \right); \\ a_{23}^* = a_{13} &= \frac{2\tilde{R}_n \Omega}{\beta_n^2} \sin^2 \left( \frac{\beta_n \Delta t}{2} \right) - i \frac{\tilde{R}_n \sin \beta_n \Delta t}{\beta_n}; \\ a_{32}^* = a_{31} &= \frac{\tilde{R}_n^* \Omega}{\beta_n^2} \sin^2 \left( \frac{\beta_n \Delta t}{2} \right) - i \frac{\tilde{R}_n^* \sin \beta_n \Delta t}{2\beta_n}; \\ a_{33} &= \frac{\Omega^2 + R_n^2 \cos \beta_n \Delta t}{\beta_n^2}, \end{aligned} \quad (4)$$

где  $\beta_n = \sqrt{R_n^2 + \Omega^2}$ ;  $\tilde{R}_n = R_n \exp(i\varphi_n)$ , причем  $\varphi_n$  – начальная фаза элементарного радиоимпульса.

Моделирование импульсной характеристики согласованного фильтра проводилось в двухимпульсном режиме возбуждения фотонного эха. На рис. 1, а представлена временная диаграмма импульсов возбуждения. Первый импульс является управляющим и с точностью до константы совпадает с сигналом, с которым согласован фильтр. В рассмотренном случае это сигнал, фазоманипулированный 13-элементным кодом Баркера. Второй – короткий импульс, считывающий сигнал.

Комплексная огибающая двухимпульсного эха определяется интегрированием всех изохромат с весом, определяемым функцией низкочастотного эквивалента неоднородно уширенной линии поглощения  $g(\Omega)$  с шириной  $\Delta\omega_L$  [6]:

$$\begin{aligned} \tilde{P}_e(t) &= P_0 \int_{-\infty}^{\infty} g(\Omega) a_{12}^{(2)}(\Omega) a_{23}^{(1)}(\Omega) \times \\ &\times \exp \left[ i\Omega \left( t - 2t_2 + \frac{\tau_1}{2} \right) \right] d\Omega, \end{aligned} \quad (5)$$

где  $a_{kl}^{(j)}(\Omega)$  – элемент переходной матрицы;  $t_j$ ,  $\tau_j$  – задержка и длительность импульса соответственно;  $j$  – номер импульса возбуждения.

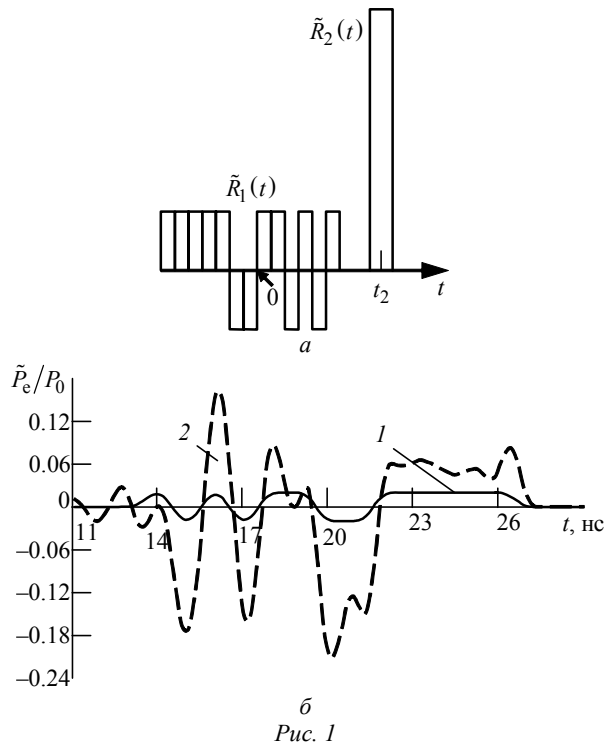


Рис. 1

Будем считать, что низкочастотный эквивалент неоднородно уширенной линии поглощения  $g(\Omega)$  имеет гауссовскую форму со среднеквадратическим значением ширины

$$\sigma_L = \Delta\omega_L = 2\pi \cdot 10^9 \text{ рад/с.}$$

Элемент переходной матрицы  $a_{12}^{(2)}(\Omega)$  для второго импульса определяется соответствующим элементом (4) матрицы  $A$  с подстановкой  $\Delta t = \tau_2 = 0.5 \text{ нс}$  и амплитудой  $R_2 = \pi/\tau_2$  (в радианах в секунду). Задержка второго импульса  $t_2 = 10 \text{ нс}$ . Указанные значения являются оптимальными для второго импульса, обеспечивающими максимум амплитуды двухимпульсного эха. Фаза второго импульса  $\varphi_2 = -\pi/4$  определяет вещественный характер комплексной огибающей двухимпульсного эха.

На рис. 1, б представлена нормированная на  $P_0$  комплексная огибающая двухимпульсного эха  $\tilde{P}_e(t)$  (5) (кривая 1), в рассмотренном случае представляющая собой вещественную знакопеременную функцию. Амплитуда первого управляющего импульса  $R_1 = 5 \cdot 10^7 \text{ рад/с}$ . Как видно из рисунка,  $\tilde{R}_e(t)$  является зеркальным отображением исходного сигнала (рис. 1, а,  $\tilde{R}_1(t)$ ), что характерно для импульсной характеристики согласованного фильтра. Задержка  $\tilde{P}_e(t)$  относительно центра  $\tilde{R}_1(t)$  составляет  $2t_2 = 20 \text{ нс}$ . Сглаженный

характер импульсной характеристики по сравнению с исходным сигналом обусловлен фильтрующим действием функции  $g(\Omega)$  в (5).

Для расширения динамического диапазона фильтра значение  $R_1$  можно увеличить. Импульсная характеристика 2 на рис. 1, б соответствует  $R_1 = 7.5 \cdot 10^8 \text{ рад/с}$ . Однако при этом уже заметны искажения, обусловленные выходом фотонного процессора за границу линейного режима из-за насыщения.

Трехимпульсный режим возбуждения фотонного эха позволяет осуществлять согласованную фильтрацию сигналов. На рис. 2, а представлена временная диаграмма импульсов возбуждения. На ней первый импульс возбуждения является управляющим и совпадает по форме с сигналом, с которым согласован фильтр (в данном случае это фазоманипулированный 13-элементным кодом Баркера импульс). Второй – короткий импульс с прямоугольной огибающей, третий импульс является информационным, содержащим сумму сигнала и полосового белого шума:  $\tilde{R}_3(t) = R_s(t) + R_n(t)$ .

Комплексная огибающая трехимпульсного (стимулированного) эха определяется выражением [6]

$$\begin{aligned} \tilde{P}_{st}(t) = P_0 \int_{-\infty}^{\infty} g(\Omega) a_{13}^{(3)}(\Omega) a_{32}^{(2)}(\Omega) a_{23}^{(1)}(\Omega) \times \\ \times \exp \left[ i\Omega \left( t - t_3 - t_2 + \frac{\tau_1 + \tau_2 - \tau_3}{2} \right) \right] d\Omega. \end{aligned} \quad (6)$$

После подстановки вычисленных на основе (3) и (4) элементов матриц  $a_{23}^{(1)}(\Omega)$  и  $a_{13}^{(3)}(\Omega)$  в их явном виде в выражение (6) получим комплексную огибающую эхосигнала. При этом элемент  $a_{32}^{(2)}(\Omega)$  переходной матрицы второго импульса определяется соответствующим элементом (4) с подстановкой  $\Delta t = \tau_2 = 0.5 \text{ нс}$ , а амплитуда этого импульса  $R_2 = \pi/(2\tau_2)$ , что соответствует оптимальным параметрам второго импульса, обеспечивающим максимум амплитуды трехимпульсного эха. Фаза второго импульса  $\varphi_2 = -\pi/2$  обеспечивает вещественный характер комплексной огибающей трехимпульсного эха. Задержки импульсов относительно первого составляют  $t_2 = 30 \text{ нс}$ ,  $t_3 = 40 \text{ нс}$ . Длительность шумового импульса принята  $\tau_n = \tau_3 = 18 \text{ нс}$ , что превосходит длительность сигнала  $\tau_s = 13 \text{ нс}$ . Интервал корреляции шумовой гауссовской реализации равен 1 нс, что обеспечивает согласование ширины спектра сигнала и шума.

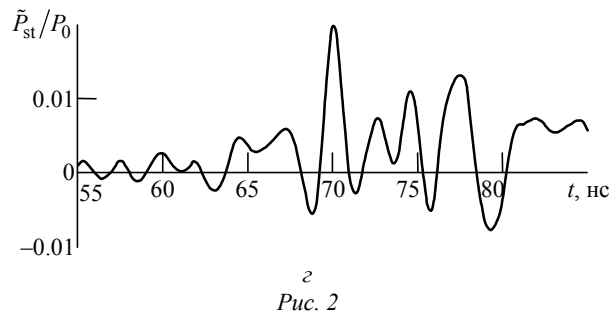
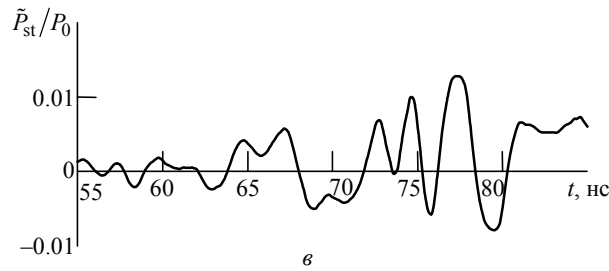
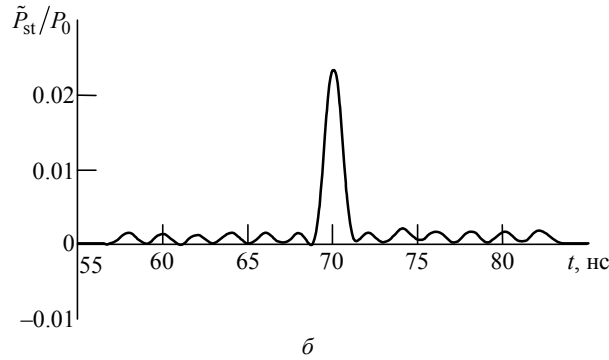
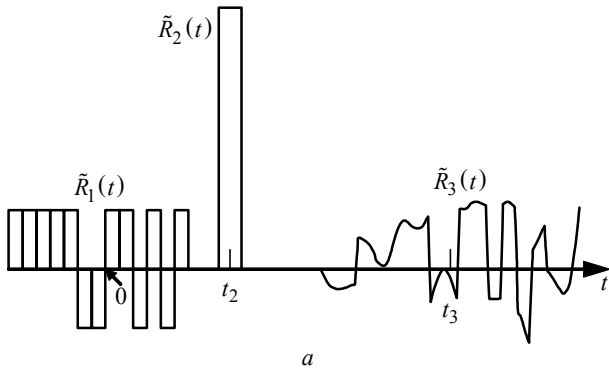


Рис. 2

На рис. 2, б представлена нормированная на  $P_0$  комплексная огибающая стимулированного эха  $P_{st}$  (б) в отсутствие шума в составе информационного импульса. Зависимость получена при  $R_1 = 2.5 \cdot 10^8$  рад/с,  $R_3 = R_s = 5 \cdot 10^7$  рад/с. Полученная зависимость соответствует автокорреляционной функции 13-элементного кода Баркера с задержкой  $t_2 + t_3 = 70$  нс.

На рис. 2, в показана эта же величина в отсутствие сигнала в составе информационного импульса. Среднеквадратичное значение шума  $\sigma_n = 5 \cdot 10^7$  рад/с.

Выходной сигнал при одновременном воздействии сигнала и шума в составе информационного импульса представлен на рис. 2, г при условии  $R_s = \sigma_n = 5 \cdot 10^7$  рад/с (т. е. при отношении "сигнал/шум" на входе, равном 1).

Как видно из представленных зависимостей (рис. 2, б–г), при указанных амплитудах сигнальной и шумовой составляющих фотонный процессор работает в линейном режиме и в нем соблюдается принцип суперпозиции.

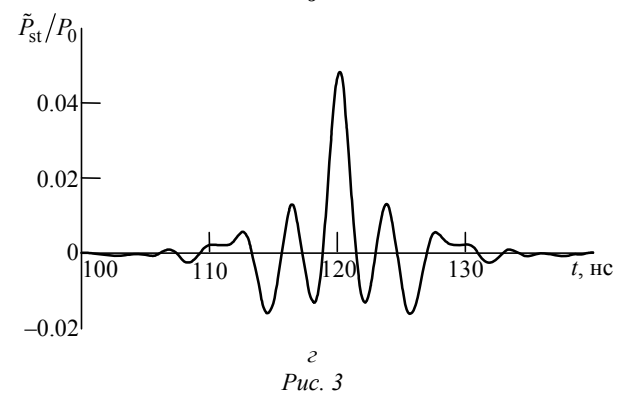
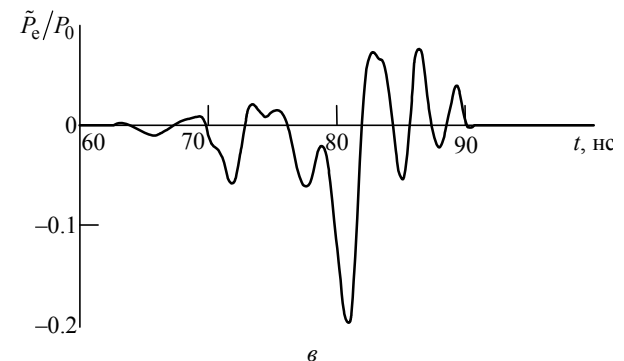
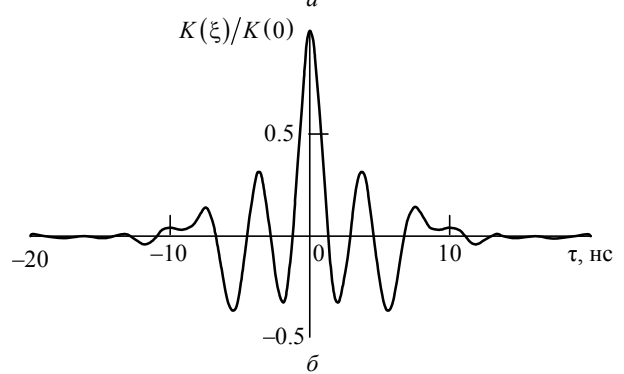
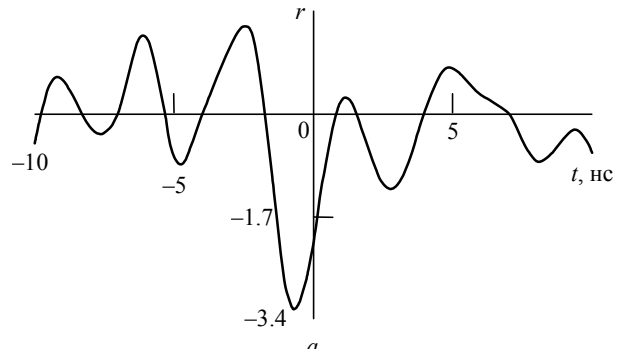


Рис. 3

Для демонстрации возможности перестройки фильтра на другой сигнал рассмотрим согласованный фильтр для шумовой реализации.

На рис. 3, а представлена реализация нормированной комплексной огибающей первого импульса  $\eta_1(t) = \tilde{R}_1(t)/\sigma_1$ , являющегося шумовым процессом, в виде вещественной знакопеременной функции, нормированной на среднеквадратическое отклонение  $\sigma_1$ . Процесс полагался гауссовским с нулевым математическим ожиданием и  $\sigma_1 = 2.5 \cdot 10^8$  рад/с. Длительность шумового импульса  $\tau_1 = 20$  с, интервал корреляции процесса  $\tau_k = 1$  нс. Модуляция несущей шумовым процессом обеспечивает ширину спектра этого импульса  $\sigma_L = \Delta\omega_1 = 2\pi/\tau_1 = 2\pi \cdot 10^9$  рад/с. При вычислении переходной матрицы состояния системы для этого импульса его длительность  $\tau_1$  была разбита на  $2N+1$  интервала ( $N=100$ ), после чего вычисления проводились в соответствии с (3) и (4). В результате определялся элемент переходной матрицы  $a_{23}^{(1)}(\Omega)$  (5).

На рис. 3, б представлена нормированная корреляционная функция реализации комплексной огибающей шумового импульса (рис. 3, а):

$$K(\xi)/K(0) = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{R}(t)R^*(t-\xi)dt / K(0).$$

На рис 3, в показана комплексная огибающая двухимпульсного эха, соответствующая импульсной характеристике согласованного с шумовой реализацией (рис. 3, а) фильтра. Она является зеркальной по отношению к исходной реализации с задержкой  $2t_2 = 80$  нс.

На рис. 3, г представлена нормированная на значение  $P_0$  комплексная огибающая трехимпульсного эха для интенсивностей шумовых импульсов  $\sigma_1 = \sigma_3 = 1.25 \cdot 10^8$  рад/с. Она совпадает с автокорреляционной функцией реализации шума, представленной на рис. 3, б, и имеет задержку  $t_2 + t_3 = 40 + 80 = 120$  нс.

Таким образом, проведенное моделирование показало возможность реализации согласованного фильтра светового диапазона, основанного на фотонном эхе. При этом можно перестраивать характеристики фильтра, согласовывая его с сигналами различной формы. При выходе интенсивностей сигналов за пределы линейного режима в фильтре возникают искажения, обусловленные эффектом насыщения.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Rassvetalov L. A., Samartsev V. V. Optical data processing based on long-lived photon echo // *Proceedings SPIE*. 2001. Vol. 4605. P. 111–118.
2. Самарцев В. В., Рассветалов Л. А. От долгоживущего фотонного эха и триггерного сверхизлучения к оптическим фазовым процессорам // *Изв. РАН. Сер. Физическая*. 2002. Т. 66, № 3. С. 234–236.
3. Баруздин С. А. Стимулированное фотонное эхо при возбуждении некогерентными и когерентными импульсами // *Оптика и спектроскопия*. 2001. Т. 91, № 2. С. 276–282.
4. Многоканальная обработка информации в оптических эхо-процессорах ван-флековских парамаг-

нетиков / В. А. Зуйков, А. А. Калачев, К. Р. Каримуллин, Т. Г. Митрофанова, В. В. Самарцев, А. Д. Тиранов, А. М. Шегада // *Изв. РАН. Сер. Физическая*. 2012. Т. 76, № 3. С. 326–332.

5. Баруздин С. А. Возбуждение фотонного эха импульсами, модулированными кодами Баркера // *Оптика и спектроскопия*. 2005. Т. 99, № 4. С. 620–626.

6. Баруздин С. А. Моделирование возбуждения спинового эха импульсами с произвольным законом модуляции // *Изв. вузов России. Радиоэлектроника*. 2015. Вып. 1. С. 39–43.

7. Баруздин С. А. Нелинейное эхо и обработка сигналов. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2011. 187 с.

S. A. Baruzdin

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

## Tunable Matched Filter of Light Range

*The simulation of the operation of a photonic controller at matched filtering mode is performed. The basis for the simulations are the optical Bloch equations. Using the apparatus of the transition matrices of the system state complex envelopes of two - and three-pulse echo are defined. It is shown that in two-pulse excitation mode the echo corresponds to the pulse characteristic of the filter. In the three-pulse mode stimulated echo corresponds to the output signal of the matched filter. Changing the shape of the excitation signals the filter may be adjustment for it accommodating to signals with various form and parameters.*

Photon echo, the matched filter, electronic adjustment, the excitation pulses, echo form

Статья поступила в редакцию 29 марта 2016 г.



УДК 778.23

С. В. Куклин, Г. В. Тихомирова, К. К. Гудинов, С. А. Двуреченский  
Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения

## Компьютерное моделирование светодиодного осветителя с фоконной оптикой для видеопроектора

*Выполнено компьютерное моделирование и исследование различных вариантов построения светодиодных осветителей для одноматричного LCD-видеопроектора с использованием непоследовательных оптических компонентов. Применение таких компонентов позволяет сформировать световой пучок с необходимыми параметрами для согласования с последующей оптической системой. Компьютерное моделирование позволило проанализировать и оценить характеристики разрабатываемой системы на этапе проектирования, а в некоторых случаях и оптимизировать ее.*

**Светодиодный осветитель, фокон, световой поток, поток излучения, ЖК-матрица, проекционный объектив, равномерность освещенности, моделирование**

Классические схемы построения светоптических систем, удовлетворяющие условию синусов Аббе [1], позволяют собрать световой поток в пределах апертурного угла  $2U \approx 58^\circ$ , а при использовании асферических линз или линз Френеля этот угол может быть увеличен до  $90^\circ$  [2], [3]. При этом обеспечивается равномерность освещенности в пределах 75–80 %. Для повышения равномерности до 90 % можно использовать дополнительную растровую оптику [4], [5].

Во всех указанных светоптических системах световые лучи от поверхности излучающего источника проходят через оптические элементы в строгой последовательности. Каждый луч проходит через каждую оптическую поверхность только один раз и только один раз проходит через всю заданную последовательность поверхностей.

Известны системы, для которых характерна "непоследовательная" трассировка лучей, т. е. лучи трассируются в соответствии с фактическим физическим расположением поверхностей вне зависимости от того, в каком порядке они находятся. К элементам с непоследовательной трассировкой лучей относятся фоконны, в которых луч многократно отражается от поверхности [6], [7].

Фокон – оптический или полый (зеркальный) световод с отражающей поверхностью, имеющий форму конуса или близкого к нему тела.

Использование фокона в оптической схеме светодиодного осветителя позволяет собрать практи-

чески весь световой поток, излучаемый светодиодной (LED) матрицей, и направить его на проецируемый кадр и в проекционный объектив. При этом за счет задаваемых углов конусности фокона прямоугольного сечения в двух взаимно-перпендикулярных плоскостях можно согласовать параметры светодиодного источника света с размерами проецируемого кадра и апертурным углом проекционного объектива, сведя к минимуму световые потери. Кроме того, излучение, попавшее в световод, усредняется по интенсивности за счет многократных внутренних отражений световых лучей от боковых поверхностей, повышая тем самым равномерность освещенности.

В программе расчета оптических систем ZEMAX имеется опция "непоследовательные компоненты", позволяющая рассчитывать подобные оптические системы, содержащие последовательные оптические схемы и непоследовательные компоненты. В ZEMAX они называются "NSC-системы с портами ввода и вывода лучей" (NSC – non-sequential components).

Принципиальная оптическая схема для моделирования светоптической системы показана на рис. 1, где 1 – источник излучения (LED-матрица); 2 – NSC-элемент (фокон) с входным окном 3 и выходным окном 4; 5 – конденсор; 6 – входное окно объектива; 7 – жидкокристаллическая матрица.

Далее в статье в качестве источника излучения рассматривается LED-матрица типа Epistar

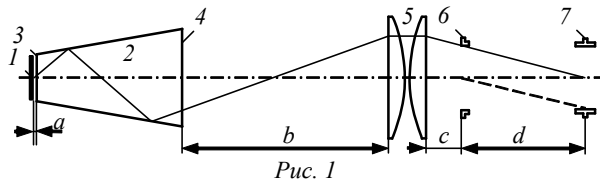


Рис. 1

3F80 с излучающей поверхностью с размерами  $15.4 \times 12.6$  мм, состоящей из 80 кристаллов. Угол излучения равен  $140^\circ$ . Световой поток составляет 4800 лм [8].

Количество лучей, исходящих от источника, при моделировании принято равным  $5 \cdot 10^6$ , мощность источника  $P_e = 1$  Вт.

Сечение анализируемого пучка характеризуется:

- размером;
- распределением освещенности в плоскости детектора  $I(x, y)$  и максимальным значением освещенности в этой плоскости  $I_{\max}$ ;
- полной мощностью, прошедшей через сечение,  $P_{\text{пр}}$ .

На рис. 2 показана модель светодиодного осветителя, выполненная в программе ZEMAX, где 1 – фокус; 2 – конденсор; 3 – ЖК-матрица. Распределение освещенности анализировалось в выходной плоскости фокуса 4, в плоскости матрицы 5 и во входном зрачке проекционного объектива 6.

Размеры фокуса (рис. 3) подбирались таким образом, чтобы большинство лучей, излучаемых светодиодной матрицей, попали в фокус и выходили из него. Расстояния между элементами оптической схемы (рис. 1) задавались исходя из их характеристик. Расстояние между источником света и входным окном фокуса  $a = 0.05$  мм задано минимальным. Расстояние между фокусом и конденсором  $b = 116$  мм равно фокусному расстоянию конденсора. Расстояние между конденсором и ЖК-матрицей  $c = 20$  мм задано исходя из условий наилучшей освещенности. Расстояние между ЖК-

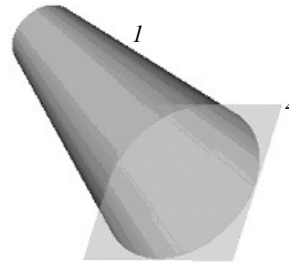


Рис. 2

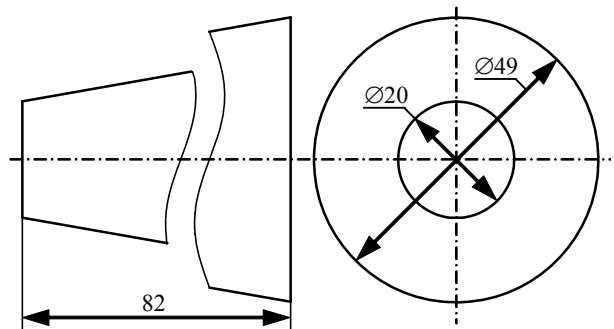


Рис. 3

матрицей и входным зрачком объектива  $d = 68$  мм равно фокусному расстоянию объектива.

Проведены трассировка лучей и расчет энергетической эффективности системы<sup>1</sup>. На рис. 4 изображены некоторые лучи, проходящие через схему. Как следует из рисунка, лучи, вышедшие из источника света, проходят сквозь фокус, отражаясь от внутренней его поверхности.

На рис. 5 изображены диаграммы распределения энергии в указанных плоскостях (по терминологии ZEMAX – точечные диаграммы): рис. 5, а – в выход

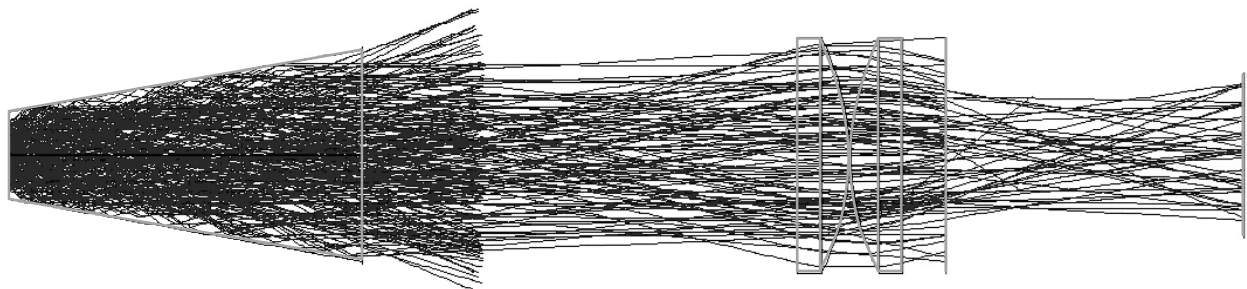


Рис. 4

<sup>1</sup> Лучи, мощность в которых падала ниже установленного порога за счет переотражений, или прерываемые диафрагмами и прочими конструктивными элементами оптической схемы, снимались с трассировки.

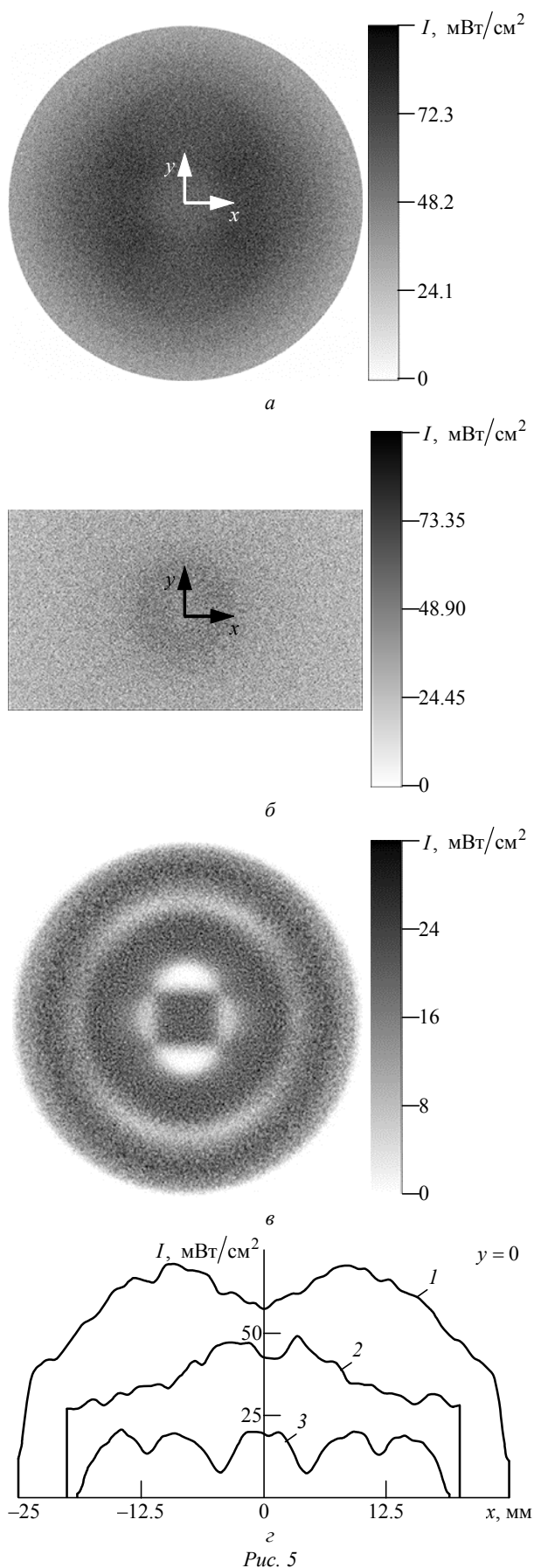


Рис. 5

ной плоскости фокона; рис. 5, б – в плоскости ЖК-матрицы; рис. 5, в – во входном зрачке проекционного объектива. На рис. 5, г приведены сечения этих диаграмм при  $y=0$ : кривая 1 соответствует рис. 5, а, кривая 2 – рис. 5, б, кривая 3 – рис. 5, в.

Фокон передает в свою выходную плоскость всю поступающую на его вход энергию, т. е. в плоскости 4 (рис. 2)  $P_{\text{пр}} = 1$  Вт. Пиковая освещенность в этой плоскости  $I_{\text{max}} = 96.392 \text{ мВт/см}^2$ . Однако в плоскость ЖК-матрицы (рис. 2, 5) приходит лишь  $P_{\text{пр}} = 0.175$  Вт, т. е. большая часть лучей перекрывается диафрагмой, поскольку распространяется под достаточно большими углами относительно продольной оси оптической системы. Пиковая освещенность  $I_{\text{max}} = 97.765 \text{ мВт/см}^2$ , неравномерность освещенности по полю детектора более 60 %.

Во входной зрачок объектива попадает всего лишь  $P_{\text{пр}} = 0.161$  Вт. С учетом световых потерь при прохождении лучей через модулятор света (ЖК-матрицу) это значение будет еще меньше.

Промоделированная система обладает рядом достоинств, в частности, сравнительно небольшой стоимостью изготовления и простотой юстировки. Однако есть и серьезные недостатки: низкая эффективность и высокая неравномерность освещенности. Некоторые лучи, выйдя из фокона, не попадают в конденсор, так как выходят под слишком большим углом. Поскольку дальнейшее увеличение конусности и размеров фокона нецелесообразно, для снижения потерь энергии решено установить вплотную к выходному торцу конического фокона дополнительный цилиндрический зеркальный световод. Измененная схема показана на рис. 6 (1 – конический световод, 2 – цилиндрический световод, 3 – конденсор, 4 – ЖК-матрица).

Дополнительный цилиндрический световод представляет собой зеркальную трубу, диаметр которой равен диаметру выходного торца конического фокона. Длина цилиндрического световода задается таким образом, чтобы большинство лучей могло отразиться от стенок и попасть в конденсор. Трассировка избранных лучей приведена на рис. 7. Видно, что некоторые лучи, ранее не попавшие в конденсор, отражаются стенками цилиндрического световода и направляются в сторону конденсора. На рис. 8, а показаны точечные диаграммы в плоскости выходного окна цилиндрического световода (рис. 6, 5), на рис. 8, б – в плоскости ЖК-матрицы (рис. 6, б), на рис. 8, в –

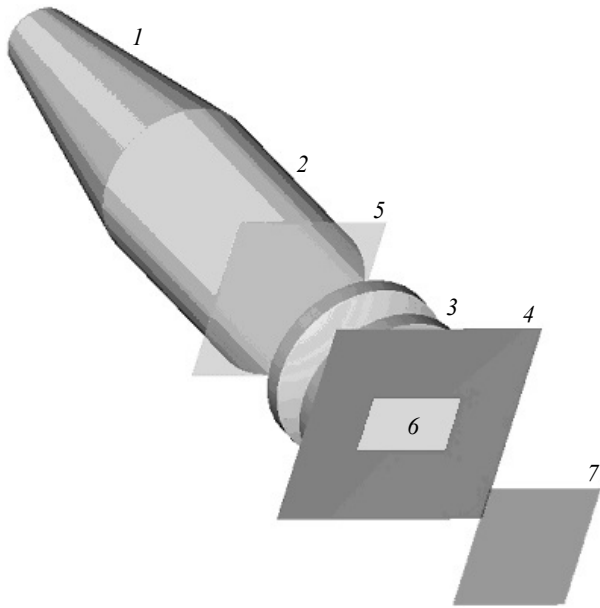


Рис. 6

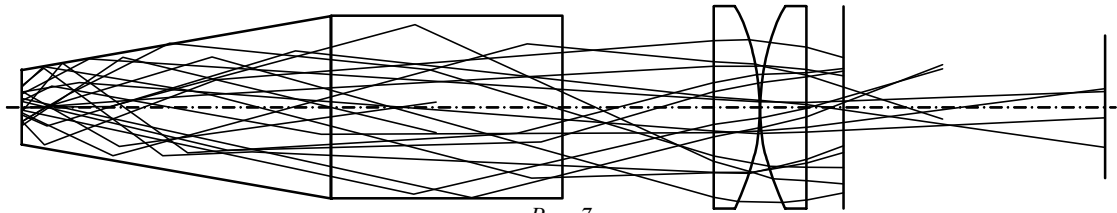


Рис. 7

во входном зрачке объектива (рис. 6, 7). На рис. 8,  $z$  приведены сечения диаграмм при  $y = 0$ : для выходной плоскости цилиндрического световода (кривая 1), плоскости ЖК-матрицы (кривая 2) и входного зрачка объектива (кривая 3).

В пределах системы из конического и цилиндрического световодов потерь энергии не возникает, поэтому в выходной плоскости цилиндра  $P_{\text{пр}} = 1$  Вт. Большинство лучей, выйдя из световода, попадают в конденсор, а затем в ЖК-матрицу ( $P_{\text{пр}} = 0.41$  Вт, что значительно выше, чем в предыдущем случае). Однако повысилась и неравномерность распределения освещенности. Освещенность центра стала почти на 90 % выше, чем по краям.

Во входном зрачке объектива концентрируется 0.188 Вт, что не намного больше, чем в ранее

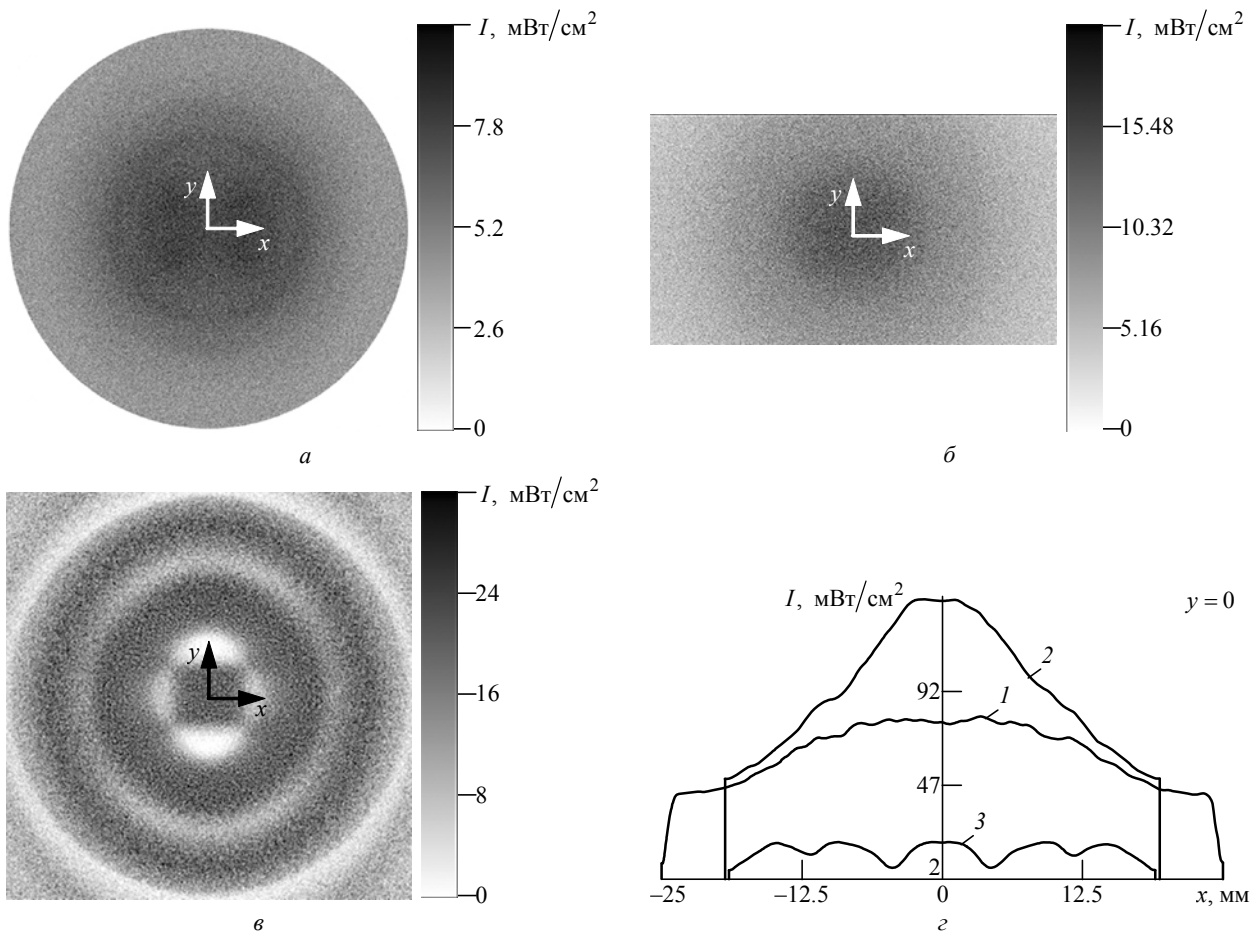


Рис. 8

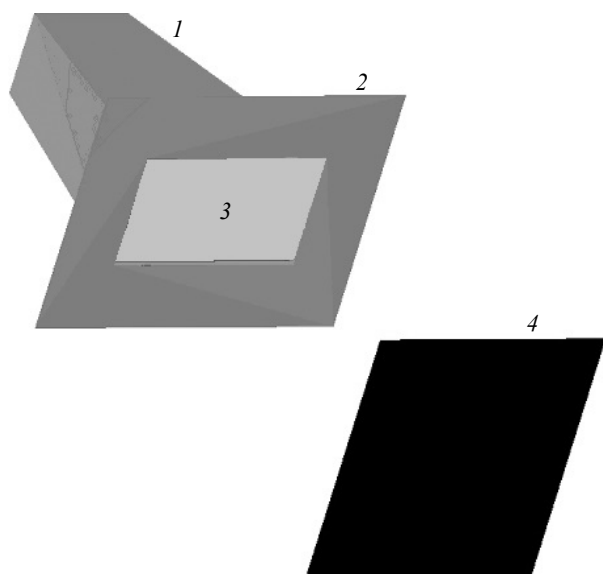


Рис. 9

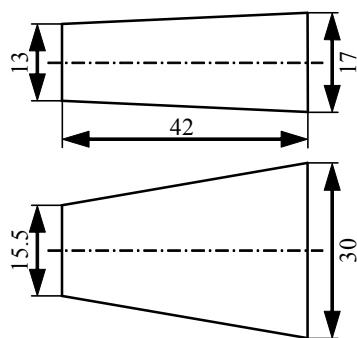


Рис. 10

рассмотренной схеме. Таким образом, введение дополнительного световода в рассмотренную схему не дало преимуществ и даже увеличило неравномерность освещенности ЖК-матрицы.

В целях повышения световой эффективности предложена и исследована схема светодиодного осветителя с пирамидальным фоконом прямоугольного сечения (рис. 9, 1).

Входное сечение фоконя согласовано с размерами излучающей площадки светодиодной матрицы, а выходное сечение – с размерами ЖК-матрицы с диагональю 1.3" ( $16.5 \times 29.4$  мм), используемой для получения изображения телевидения высокой четкости (HDTV). Размеры пирамидального фоконя приведены на рис. 10. Трасси-

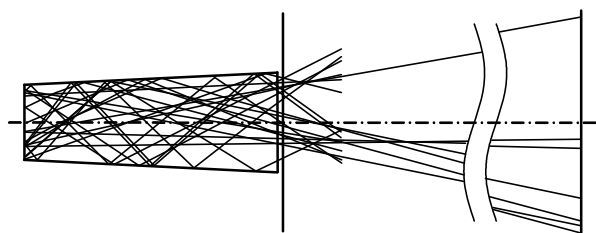
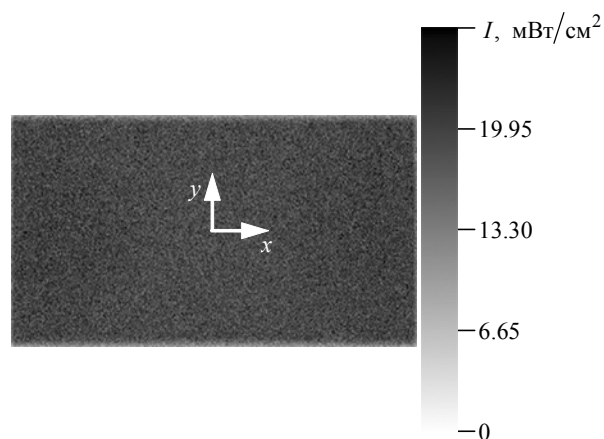
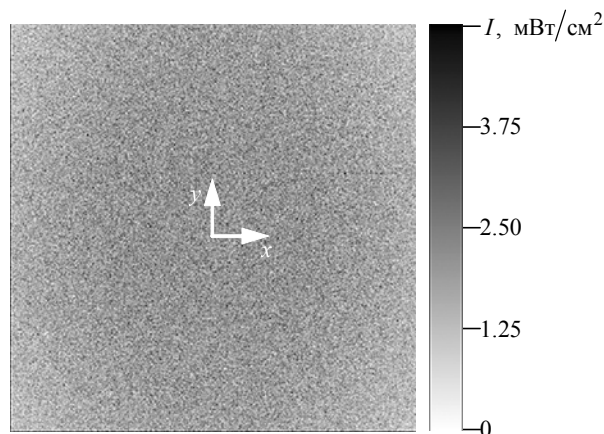


Рис. 11



а



б

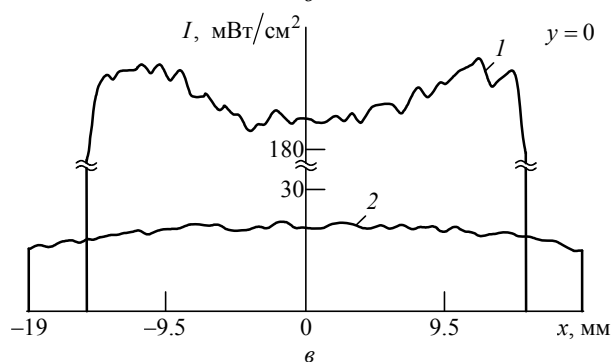


Рис. 12

ровка лучей – на рис. 11, точечные диаграммы – на рис. 12 (рис. 12, а – в выходной плоскости фоконя (рис. 9, 3), рис. 12, б – во входном зрачке объектива), сечения точечных диаграмм – на рис. 12, в (кривая 1 соответствует диаграмме рис. 12, а, кривая 2 – рис. 12, б).

ЖК-матрица равномерно освещена, на нее падает более 96 % светового потока (рис. 12, а).

Во входном зрачке объектива сосредотачивается лишь 26 % светового потока. Такие большие потери светового потока объектива определяются сравнительно небольшой конусностью пирамидального фоконя, которая ограничена размерами LED- и ЖК-матриц. В горизонтальной плоскости

конусность составляет всего  $5^\circ$ , в вертикальной – только  $10^\circ$ . Это не позволяет существенно уменьшить апертуру выхода лучей из фокона и согласовать ее с апертурой проекционного объектива, вследствие чего часть лучей срезается оправой объектива, не попадая в него.

В связи с этим при дальнейших исследованиях необходимо рассмотреть использование параболоторических фоконов и фоклинов, выходная апертура которых зависит только от задаваемого параметрического угла, что позволяет наиболее просто согласовать параметры светодиодной и ЖК-матриц с параметрами проекционного объектива и существенно повысить световую эффективность светоптической проекционной системы [3], [7], [9].

Проведем светотехнический и энергетический расчет последней схемы. Определим световой поток, воспринимаемый глазом, по формуле [10], [11]

$$\Phi_v = P_e k_{\text{гл}} \cdot 683,$$

где  $P_e$  – мощность излучения;  $k_{\text{гл}}$  – коэффициент полезного действия глаза, зависящий от цветовой температуры источника излучения.

Мощность излучения светодиодной матрицы Epistar 3F80 со световым потоком 4800 лм и цветовой температурой 6500 К ( $k_{\text{гл}} = 0.137$ ) составляет:

$$P_{e1} = 4800 / (0.137 \cdot 683) = 51.3 \text{ Вт}.$$

Тогда мощность излучения и световой поток на ЖК-матрице составят:

$$P_{e2} = 51.3 \cdot 0.96 = 49.2 \text{ Вт};$$

$$\Phi_{v2} = 49.2 \cdot 0.137 \cdot 683 = 4604 \text{ лм}.$$

Во входном зрачке проекционного объектива эти мощность и поток будут равны:

$$P_{e3} = 51.3 \cdot 0.26 = 13.3 \text{ Вт};$$

$$\Phi_{v2} = 13.3 \cdot 0.137 \cdot 683 = 1244.5 \text{ лм}.$$

С учетом световых потерь на ЖК-матрице, коэффициент пропускания которой составляет примерно  $\tau_m = 0.25$  [9], полезный световой поток видеопроектора

$$\Phi_{\Pi} = 1244 \cdot 0.25 = 311 \text{ лм}.$$

С другой стороны, требуемый световой поток определяется требуемыми высотой  $H_3$  и шириной  $W_3$  экрана, его коэффициентом яркости  $\eta_0$ , требуемой яркостью в его центре  $L_0$  и неравномерностью освещенности  $\eta$ :

$$\Phi_{\text{тр}} = \frac{\pi L_0 (1 + 2\eta) H_3 W_3}{3\eta_0}.$$

Приняв значения указанных параметров, характерные для проекционной системы, предназначенной для небольших аудиторий с проекционным расстоянием до 5 м:  $L_0 = 80 \text{ кд/м}^2$ ,  $\eta = 0.75$ , для экрана типа Perlux 180 [12] с  $H_3 = 1.19 \text{ м}$ ,  $W_3 = 2.12 \text{ м}$ ,  $\eta_0 = 1.8$  имеем:

$$\Phi_{\text{тр}} = \frac{\pi \cdot 80 (1 + 2 \cdot 0.75) 1.19 \cdot 2.12}{3 \cdot 1.8} = 293.4 \text{ лм}.$$

Таким образом, предложенный светодиодный осветитель с пирамидальным фоконом позволяет получить требуемый световой поток для рассмотренных условий проекции.

В высокоэффективных LCD-видеопроекторах "Sanyo" используются конверторы поляризации Polarized Beam Splitter (PBS), которые преобразуют теряемую в поляризаторе просветной ЖК-матрицы S-составляющую светового потока в полезную P-составляющую [13]. В этом случае  $\tau_m = 0.45$  и  $\Phi_{\Pi} = 547 \text{ лм}$ , что соответствует параметрам светодиодного DLP-видеопроектора с одной микрозеркальной DMD-матрицей модели L50W LED фирмы NEC [14].

В исследованных светоптических системах применялись непоследовательные компоненты – фоконы. Их использование необходимо для согласования параметров источника света, модулирующей матрицы и проекционного объектива, а также для повышения равномерности освещенности ЖК-матрицы.

Однако габаритные ограничения системы не позволяют в полной мере решить обе задачи, поэтому в светоптическую систему необходимо вводить дополнительные компоненты – линзы и диафрагмы. Конические фоконы прямоугольного сечения просты в изготовлении, обладают малыми световыми потерями, но не всегда способны обеспечить согласование апертурных углов источника излучения и проекционного объектива. В связи с этим следует изучить возможность применения параболоторических фоконов, форма и размеры которых зависят от задаваемого параметрического угла, согласованного с апертурным углом проекционного объектива.

Использование фоконов не во всех случаях позволяет получить требуемую равномерность освещенности. Для повышения равномерности освещенности могут быть использованы растровые оптические компоненты [4].

В современных видеопроекторах все большее применение находят модуляторы света на основе микрозеркальных матриц (DMD). Они отличаются от ЖК-матриц меньшими световыми потерями и большим контрастом изображения, получаемого на экране.

Однако использование светодиодных матриц белого цвета нерационально в проекторах с DMD-матрицей, так как в этом случае требуется временное разделение цветов при помощи узкополосных светофильтров, установленных на вра-

щающемся диске, что приводит к дополнительным световым потерям. В связи с этим необходимо изучить возможность использования светоптических систем с применением фоконов для трех светодиодных матриц различных цветов (RGB), режим работы которых синхронизирован с моментами переключения микрозеркал матрицы DMD. Использование нескольких светодиодных матриц позволит увеличить не только полезный световой поток проектора, но и повысить качество цветного видеоизображения.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Волосов Д. С., Цивкин М. В. Теория и расчет светоптических систем проекционных приборов. М.: Искусство, 1960. 520 с.
2. Трембач В. В. Световые приборы. М.: Высш. шк., 1990. 432 с.
3. Исаев П. И. Эффективность осветительных систем для проекции. М.: Искусство, 1988. 207 с.
4. Использование линзовых растров в осветителях микроскопов отраженного света / Н. А. Жидкова, О. Д. Калинина, А. А. Кучин, С. Н. Натаровский, О. Н. Немкова, Н. Б. Скобелева // Оптико-механическая промышленность. 1988. № 8. С. 23–24.
5. Шредер Г., Трайбер Х. Техническая оптика. М.: Техносфера, 2006. 424 с.
6. Вейнберг В. Б., Саттаров Д. К. Оптика световодов. Л.: Машиностроение, 1977. 320 с.
7. Баранов В. К. Фоконы и фоклины в качестве концентраторов излучения протяженных объектов // Оптико-механическая промышленность. 1977. № 2. С. 6–9.
8. <http://www.led22.ru/ledcat.htm> (дата обращения 13.03.2016).
9. Баранов В. К. Свойства параболических фоконов // Оптико-механическая промышленность. 1965. № 6. С. 1–5.
10. Павлов А. В. Оптико-электронные приборы (Основы теории и расчета). М.: Энергия, 1974. 360 с.
11. Ишанин Г. Г., Козлов М. Г., Томский К. А. Основы светотехники: учеб. пособие. СПб.: Береста, 2004. 292 с.
12. Куклин С. В. Светоптические проекционные системы: учеб. пособие. СПб.: Изд-во СПбГУКИТ, 2012. 212 с.
13. Самохин В., Ивин Л. Мультимедийные проекторы // 625. 2000. № 2. С. 5–60.
14. NEC Inc. Руководство по эксплуатации NEC L50W LED, 2011.

S. V. Kuklin, G. V. Tichomirova, K. K. Gudinov, S. A. Dvurechensky  
*Saint Petersburg State University of Film and Television*

### Computer Modeling of the LED Lighter with Fokonnny Optics for a Video Projector

*Computer modeling and research of various variants of construction of light-diode illuminators for single-matrix LCD-video projector using inconsistent optical components are performed. The use of such components enables to form a light beam with the necessary parameters to align with the subsequent optical system. Computer modeling has allowed presents the analysis and evaluate the performance of the system developed in the design phase, and in some cases, and optimize it.*

LED Illuminator, faucon, luminous flux, radiant flux, LCD matrix, projection lens, illumination uniformity, modeling

Статья поступила в редакцию 3 ноября 2015 г.

---

УДК 621.37

А. Э. Баскакова, В. М. Тургалиев, Д. В. Холодняк  
Санкт-Петербургский государственный электротехнический  
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

## Перестраиваемый полосно-пропускающий фильтр на элементах с сосредоточенными параметрами с независимым непрерывным управлением центральной частотой и шириной полосы пропускания<sup>1</sup>

*Предложен подход к проектированию перестраиваемых полосно-пропускающих фильтров на связанных последовательных LC-контурах с переменными конденсаторами. Показано, что такие фильтры способны обеспечивать непрерывную независимую перестройку центральной частоты и ширины полосы пропускания в широких пределах. Представлены конструкция, а также результаты моделирования и экспериментального исследования характеристик трехзвенного перестраиваемого полосно-пропускающего фильтра, управляемого варикапами.*

### Полосно-пропускающие фильтры, элементы с сосредоточенными параметрами, перестройка

С увеличением количества поддерживаемых стандартов беспроводной связи и использованием новых полос частот требуется все больше полосно-пропускающих фильтров (ППФ) в составе СВЧ-тракта приемопередатчика, что усложняет и удорожает устройство. Количество необходимых фильтров может быть уменьшено за счет применения перестраиваемых ППФ с управлением центральной частотой и шириной полосы пропускания, каждый из которых реализует функционал нескольких традиционных фильтров. В связи с этим разработка и исследование перестраиваемых ППФ для многополосных систем телекоммуникаций, когнитивного радио и т. п. вызывает в последнее время повышенный интерес [1]–[16].

Физическая природа перестройки характеристик СВЧ-фильтра может быть различной: механической, электрической, магнитной, оптической. К настоящему моменту наибольшее распространение получили перестраиваемые фильтры СВЧ с электрической перестройкой. В качестве управляющих компонентов в таких фильтрах применяются различные типы конденсаторов с переменной емкостью: полупроводниковые варикапы [1]–[7], сегнетоэлектрические вариконды [8], микроэлектромеханические переменные конденсаторы [9], [10]. Также ведутся работы по созданию и применению электрически управляемых переменных индуктивностей. Однако такие компоненты пока еще не получили широкого распространения.

В дальнейшем под управляющими элементами будем понимать переменные конденсаторы.

Большинство современных перестраиваемых ППФ СВЧ, представленных в литературе, используют резонаторы на отрезках линий передачи в микрополосковом или копланарном исполнении [1]–[7], либо объемные резонаторы, выполненные по технологии интегрированного в подложку волновода [7], [11], [12]. Такие фильтры малоприменимы для применений в нижней части СВЧ-диапазона вследствие больших размеров резонаторов, которые пропорциональны половине или четверти длины волны. С этой точки зрения перестраиваемые фильтры на элементах с сосредоточенными параметрами, имеющие малые габариты, обладают неоспоримым преимуществом.

Перестраиваемые ППФ на элементах с сосредоточенными параметрами традиционно строятся на основе связанных параллельных LC-контуров [13], [14]. Вместе с тем перестраиваемые фильтры на основе последовательных LC-контуров предоставляют дополнительные преимущества [15], [16]. Такие фильтры, в частности, не требуют применения внешних инверторов сопротивления для сохранения абсолютной ширины полосы пропускания постоянной в процессе перестройки центральной частоты.

В настоящей статье представлен обобщенный подход к проектированию перестраиваемых ППФ на связанных последовательных LC-контурах с

<sup>1</sup> Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках проектной части Государственного задания № 8.1825.2014/К.

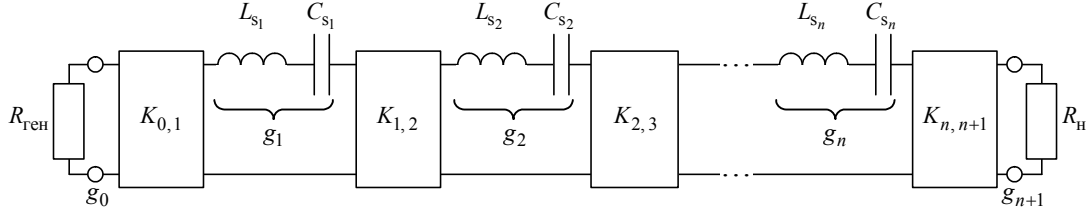


Рис. 1

переменными конденсаторами. Показано, что при соответствующем наборе управляющих воздействий такие фильтры позволяют перестраивать центральную частоту и ширину полосы пропускания непрерывно и независимо друг от друга, а также сохранять постоянной не только абсолютную, но и относительную ширину полосы пропускания. Приведена конструкция и измеренные амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) различных режимов работы трехзвенного перестраиваемого ППФ, управляемого варикапами.

**Перестраиваемые ППФ на связанных последовательных LC-контурах.** Схема ППФ на связанных последовательных LC-контурах изображена на рис. 1. В качестве обобщенных элементов связи на рисунке показаны инверторы сопротивления с коэффициентом инверсии  $K_{i, i+1}$ ,  $i = \overline{0, n+1}$  ( $n$  – порядок фильтра). В соответствии со стандартным методом синтеза ППФ по фильтру-прототипу нижних частот [17], [18] параметры элементов схемы фильтра определяются выражениями

$$\omega_0 = 1/\sqrt{L_j C_j}; \quad \Delta\omega = g_j R_{\text{ген}}/L_j; \quad (1)$$

$$K_{i, i+1} = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \sqrt{\frac{x_i x_{i+1}}{g_i g_{i+1}}}; \quad K_{0,1} = \sqrt{\frac{\Delta\omega R_{\text{ген}} x_1}{\omega_0 g_0 g_1}}, \quad (2)$$

где  $\omega_0 = 2\pi f_0$  – центральная частота характеристики фильтра;  $L_j$  и  $C_j$  ( $j = \overline{1, n}$ ) – индуктивность и емкость  $j$ -го контура схемы;  $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$  – ширина полосы пропускания фильтра;  $g_i$  – нормированные параметры элементов схемы фильтра-прототипа нижних частот [17], [18];  $R_{\text{ген}}$  – сопротивление генератора,  $x_j = \omega_0 L_j$  – крутизна реактивности последовательного колебательного контура. При этом  $K_{n, n+1} = K_{0,1}$  и  $R_n = R_{\text{ген}}$ .

Коэффициенты связи между контурами  $k_{i, i+1}$  и внешняя добротность  $Q_e$  выражаются через коэффициенты инверсии следующим образом:

$$k_{i, i+1} = \frac{K_{i, i+1}}{\sqrt{x_i x_{i+1}}} = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}}; \quad (3)$$

$$Q_e = \frac{x_1 R_{\text{ген}}}{K_{0,1}^2} = \frac{x_n R_n}{K_{n, n+1}^2} = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} g_0 g_1. \quad (4)$$

Таким образом, при использовании в качестве управляющих элементов переменных конденсаторов для перестройки центральной частоты фильтра достаточно изменять значения емкостей контуров, в то время как для перестройки ширины полосы пропускания необходимо обеспечить изменение коэффициентов связи и внешней добротности.

Определим коэффициенты перестройки центральной частоты  $m$  и ширины полосы пропускания  $q$  перестраиваемого фильтра как

$$m = \omega_{0п}/\omega_0; \quad q = \Delta\omega_{0п}/\Delta\omega_0, \quad (5)$$

где  $\omega_{0п}$  и  $\Delta\omega_{0п}$  – центральная частота и ширина полосы пропускания фильтра после перестройки соответственно<sup>1</sup>;  $\omega_0$  и  $\Delta\omega_0$  – те же параметры в начальном состоянии.

Используя (1)–(5), можно записать

$$C_{jп}(m) = C_j(1)/m^2;$$

$$\omega_{0п} = m\omega_0; \quad \Delta\omega_{0п} = q\Delta\omega_0;$$

$$\Delta\omega_{0п}/\omega_{0п} = (q/m)(\Delta\omega/\omega_0);$$

$$k_{i, i+1п} = \frac{\Delta\omega_{0п}}{\omega_{0п}} \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} = \frac{q}{m} k_{i, i+1};$$

$$Q_{eп}(m, q) = (\omega_{0п}/\Delta\omega_{0п}) g_0 g_1 = (m/q) Q_e.$$

При перестройке фильтров возможна реализация указанных в табл. 1 режимов, характеризуемых параметрами  $m$  и  $q$ . Здесь же представлены законы изменения коэффициента связи и внешней добротности при реализации этих режимов.

Для управления коэффициентами связи и внешней добротностью инверторы сопротивления выполняются в виде емкостных схем с переменными конденсаторами. На рис. 2 показаны емкостные схемы реализации внутренних (а) и внешних (б) инверторов сопротивления. Формулы для расчета емкостей схем инверторов с учетом коэффициентов перестройки  $m$  и  $q$  представлены в табл. 2.

<sup>1</sup> Здесь и далее индекс "п" указывает на значения параметров, полученные в результате перестройки фильтра.

Таблица 1

| Параметр             | Режим                                                |                                                      |                                                               |
|----------------------|------------------------------------------------------|------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------|
|                      | с постоянной абсолютной шириной полосы пропускания   | с постоянной центральной частотой полосы пропускания | с постоянной относительной шириной полосы пропускания         |
|                      | Условия                                              |                                                      |                                                               |
|                      | $\Delta\omega = \text{const}; \omega_0 = \text{var}$ | $\Delta\omega = \text{var}; \omega_0 = \text{const}$ | $\Delta\omega/\omega_0 = \text{const}; \omega_0 = \text{var}$ |
|                      | $q = 1$                                              | $m = 1$                                              | $m = q$                                                       |
| $k_{i, i+1_n}(m, q)$ | $k_{i, i+1}/m$                                       | $qk_{i, i+1}$                                        | $k_{i, i+1}$                                                  |
| $Q_{e_n}(m, q)$      | $mQ_e$                                               | $Q_e/q$                                              | $Q_e$                                                         |

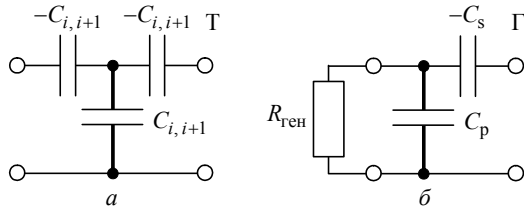


Рис. 2

Имеются некоторые ограничения на применение Г-образных схем внешних инверторов сопротивления, поскольку подкоренные выражения в формулах, представленных в табл. 2, должны оставаться положительными. Кроме того, обе рассматриваемые схемы инверторов (рис. 2) содержат отрицательные емкости, значения которых зависят от коэффициентов перестройки ( $m$  или  $q$ ). Условия практической реализуемости пассивного фильтра требуют, чтобы все результирующие емкости в его составе были бы неотрицательными. Таким образом, отрицательные емкости схем инверторов должны полностью поглощаться емкостями соседних контуров. Выражения, описывающие допустимый диапазон значений коэффициентов перестройки  $m$  и  $q$ , также представлены в табл. 2.

Рассмотрим возможности перестройки на примере трехзвенного перестраиваемого ППФ с чебышевской характеристикой, для которого

$f_0 = 1$  ГГц,  $\Delta f/f_0 = 0.15$ , а модуль коэффициента отражения в полосе пропускания не превосходит  $-20$  дБ. Для такого фильтра допустимый диапазон перестройки  $m \in [0.044; 1]$  в случае сохранения относительной ширины полосы пропускания и  $m \in [0.268; \infty)$  при постоянной абсолютной ширине. Таким образом, фильтр способен сохранять относительную ширину полосы пропускания постоянной при перестройке центральной частоты вниз относительно начального состояния (рис. 3,  $a$  – модуль коэффициента пропускания  $S_{21}$ ;  $b$  – модуль коэффициента отражения  $S_{11}$ ), в то время как абсолютная ширина может сохраняться при перестройке центральной частоты как вниз, так и вверх (рис. 4). Помимо этого фильтр также способен перестраивать ширину полосы пропускания в пределах  $q \in (0, 1]$  при неизменной центральной частоте (рис. 5).

Основываясь на полученных оценках допустимого диапазона перестройки, следует считать целесообразным синтез ППФ в начальном состоянии на максимально необходимую центральную частоту с максимально необходимой шириной полосы пропускания. В этом случае оказывается возможной независимая непрерывная перестрой-

Таблица 2

| Параметр       | Условия                                                                                                                                          |                                                                                                                           |                                                                                                |
|----------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------|
|                | $\Delta\omega = \text{const}, \omega_0 = \text{var}$                                                                                             | $\Delta\omega/\omega_0 = \text{const}, \omega_0 = \text{var}$                                                             | $\Delta\omega = \text{var}, \omega_0 = \text{const}$                                           |
|                | $2 \frac{\omega_0 C_1}{Q_e} \sqrt{x_1 (Q_e R_{\text{ген}} - x_1)} < m'$ ;<br>$2 \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \sqrt{\frac{a}{g_i g_{i+1}}} < m'$ | $\frac{4 Q_e R_{\text{ген}} x_1 (\omega_0 C_1)^2}{Q_e^2 + 4 (x_1 \omega_0 C_1)^2} < m'' < \frac{Q_e R_{\text{ген}}}{x_1}$ | $0 < q < \frac{Q_e R_{\text{ген}}}{x_1}$                                                       |
| Определение    |                                                                                                                                                  |                                                                                                                           |                                                                                                |
| $C_{i, i+1_n}$ | $\frac{1}{m} \frac{1}{\omega_0 R_{\text{ген}}} \sqrt{\frac{L_{s_i} g_{i+1}}{L_{s_{i+1}} g_i}}$                                                   | $\frac{1}{m^2} \frac{1}{\omega_0 R_{\text{ген}}} \sqrt{\frac{L_{s_i} g_{i+1}}{L_{s_{i+1}} g_i}}$                          | $\frac{1}{q} \frac{1}{\omega_0 R_{\text{ген}}} \sqrt{\frac{L_{s_i} g_{i+1}}{L_{s_{i+1}} g_i}}$ |
| $C_{p_n}$      | $\frac{1}{m \omega_0} \sqrt{\frac{Q_e}{x_1 R_{\text{ген}}} - \frac{1}{R_{\text{ген}}^2}}$                                                        | $\frac{1}{m \omega_0} \sqrt{\frac{Q_e}{m x_1 R_{\text{ген}}} - \frac{1}{R_{\text{ген}}^2}}$                               | $\frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{Q_e}{q x_1 R_{\text{ген}}} - \frac{1}{R_{\text{ген}}^2}}$      |
| $C_{s_n}$      | $\frac{Q_e}{m \omega_0 \sqrt{x_1 (Q_e R_{\text{ген}} - x_1)}}$                                                                                   | $\frac{Q_e}{m^{3/2} \omega_0 \sqrt{x_1 (Q_e R_{\text{ген}} - m x_1)}}$                                                    | $\frac{Q_e}{q \omega_0 \sqrt{x_1 (Q_e R_{\text{ген}}/q - x_1)}}$                               |

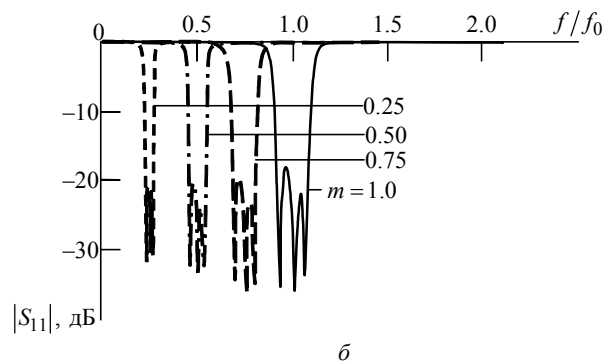
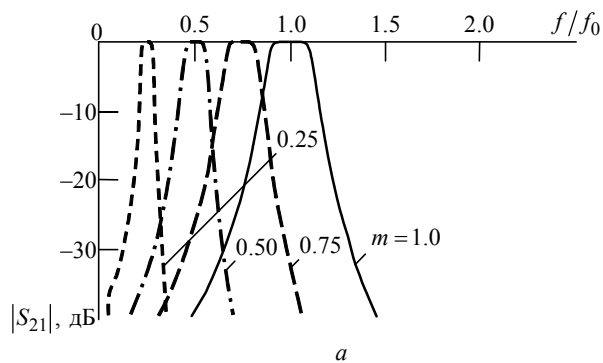


Рис. 3

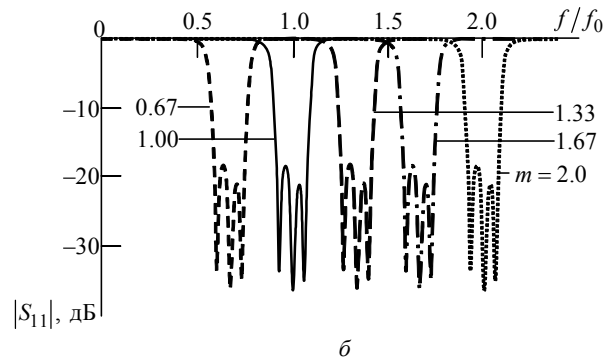
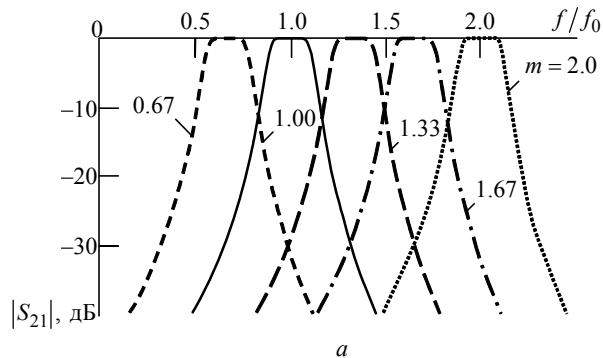


Рис. 4

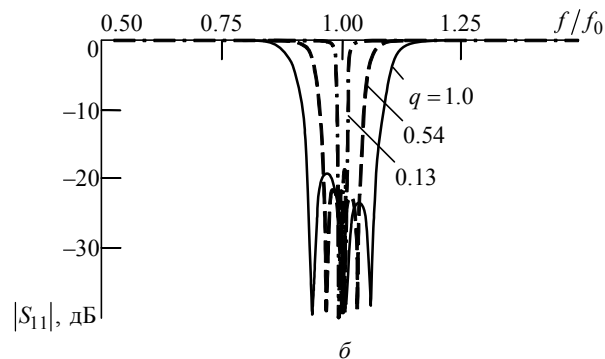
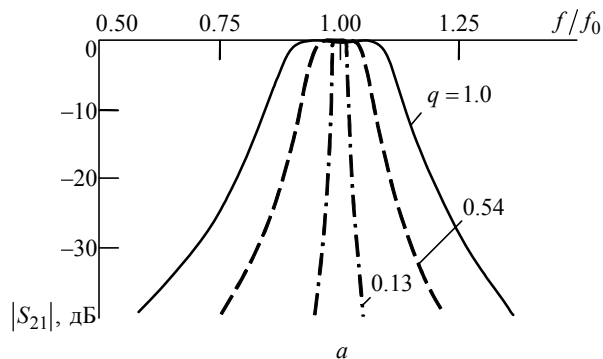


Рис. 5

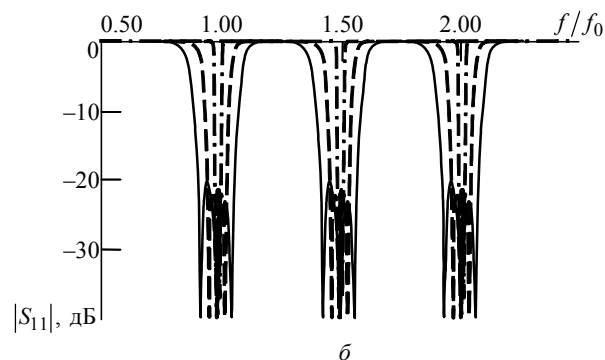
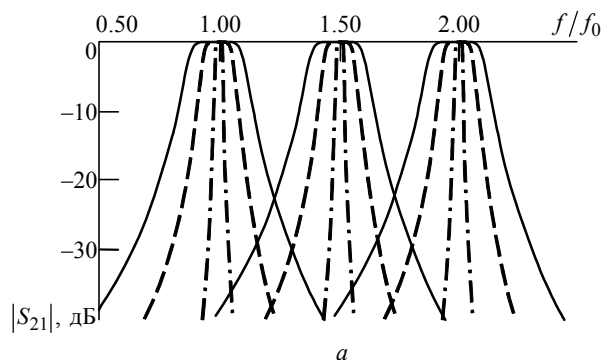


Рис. 6

ка центральной частоты и ширины полосы пропускания фильтра, а также режимы сохранения при перестройке абсолютной или относительной ширины полосы пропускания. На рис. 6 приведены примеры характеристик такого ППФ с изменением центральной частоты и полосы пропускания.

**Конструкция и характеристики перестраиваемого фильтра, управляемого варикапами.**

С целью верификации предложенного подхода к проектированию перестраиваемых ППФ на основе последовательных  $LC$ -контуров был разработан, изготовлен и экспериментально исследован трехзвенный чебышевский ППФ, управляемый варикапами. Фильтр проектировался для перестройки центральной частоты в диапазоне 430...760 МГц ( $m=1.77$ ) и независимой перестройки ширины

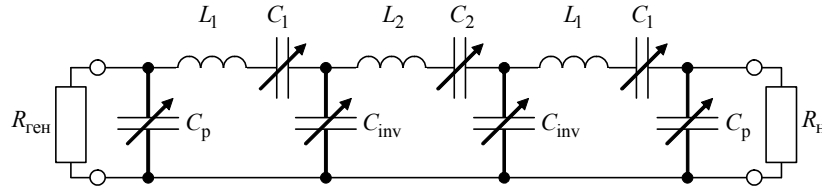


Рис. 7

полосы пропускания от 85 до 150 МГц ( $q = 0.57$ ). Фильтр также позволяет перестраивать центральную частоту с сохранением абсолютной ширины полосы пропускания 150 МГц или относительной ширины полосы пропускания 19.7%.

Трехзвенный ППФ состоит из трех последовательных LC-контуров, двух внутренних инверторов сопротивления, выполненных по емкостной Т-образной схеме (см. рис. 2, а), и двух внешних инверторов сопротивления, реализованных в виде емкостной Г-образной схемы (см. рис. 2, б). Все емкости являются переменными. Схема фильтра, которая получается после поглощения отрицательных емкостей инверторов положительными емкостями контуров, приведена на рис. 7. В табл. 3 даны значения емкостей, соответствующие различным состояниям фильтра.

Во внешних инверторах сопротивления переменные емкости реализованы на полупроводниковых варикапах SMV 1232 фирмы "Skyworks". Емкость варикапов изменяется в пределах 4.15...0.72 пФ при напряжении 0...15 В соответственно. Емкости LC-контуров и внутренних инверторов сопротивления

реализованы варикапами SMV 1233 (изменение емкости в пределах 5.08...0.84 пФ при напряжении 0...15 В). Для обеспечения необходимых значений емкостей  $C_{inv}$  параллельно варикапам дополнительно подключены конденсаторы  $C_d = 2.2$  пФ.

На рис. 8 представлена эквивалентная схема перестраиваемого фильтра с цепями подачи смещения. Фильтр выполнен в виде гибридной интегральной схемы (ГИС) с компонентами поверхностного монтажа в микрополосковом исполнении (рис. 9). Печатная плата выполнена из высокочастотного фольгированного диэлектрика марки Arlon AD 255 ( $\epsilon_r = 2.55$ ,  $\text{tg } \delta = 0.0015$ ) толщиной 1 мм с двухсторонней металлизацией медью толщиной 18 мкм. Габариты печатной платы фильтра составляют  $40 \times 15$  мм.

Индуктивности ( $L_1 = 43$  нГн,  $L_2 = 56$  нГн) реализованы элементами поверхностного монтажа типоразмера 0603 серии LQW18A производства фирмы "Murata". Управляющие напряжения на варикапы подаются через резисторы  $R = 100$  кОм фирмы "Panasonic" и разделительные конденсаторы  $C_{bl} = 10$  нФ производства фирмы "ATC".

При разработке выполнено численное электродинамическое моделирование частотных зависимостей модулей коэффициентов передачи и отражения для разных состояний ГИС перестраиваемого ППФ с учетом параметров используемых варикапов и частотно-зависимых параметров матрицы рассеяния пассивных компонентов поверхностного монтажа. Результаты моделирования представлены сплошными линиями на рис. 10. Здесь показаны характеристики для нескольких состояний фильтра в режиме сохранения абсолютной ширины полосы пропускания, а на рис. 11 – в режиме постоянной относительной ширины полосы пропускания.

Таблица 3

| $f_0$                                             | $\Delta f$ | $\Delta f / f_0$ | $C_1$ | $C_2$ | $C_p$ | $C_{inv}$ |
|---------------------------------------------------|------------|------------------|-------|-------|-------|-----------|
| МГц                                               |            | %                | пФ    |       |       |           |
| $\Delta f = \text{const}, f_0 = \text{var}$       |            |                  |       |       |       |           |
| 430                                               | 150        | 34.9             | 5.34  | 5.30  | 1.50  | 7.61      |
| 565                                               | 150        | 26.6             | 2.75  | 2.48  | 1.17  | 5.95      |
| 760                                               | 150        | 19.7             | 1.35  | 1.15  | 0.88  | 4.45      |
| $\Delta f / f_0 = \text{const}, f_0 = \text{var}$ |            |                  |       |       |       |           |
| 430                                               | 85         | 19.7             | 5.56  | 3.66  | 7.02  | 14.20     |
| 565                                               | 111        | 19.7             | 2.86  | 2.10  | 3.66  | 8.13      |
| 760                                               | 150        | 19.7             | 1.35  | 1.15  | 0.88  | 4.45      |
| $\Delta f = \text{var}, f_0 = \text{const}$       |            |                  |       |       |       |           |
| 760                                               | 85         | 11.2             | 1.33  | 0.96  | 3.52  | 7.30      |
| 760                                               | 111        | 14.6             | 1.38  | 1.05  | 2.17  | 5.43      |
| 760                                               | 150        | 19.7             | 1.35  | 1.15  | 0.88  | 4.45      |

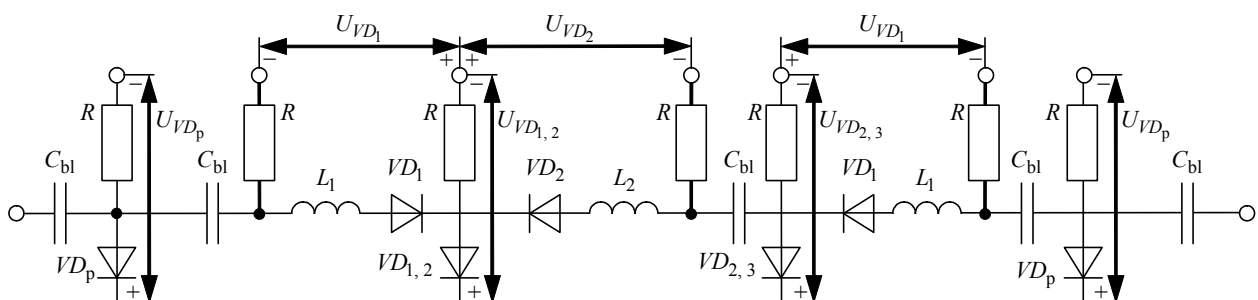


Рис. 8

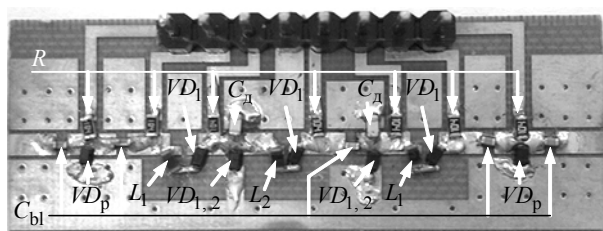
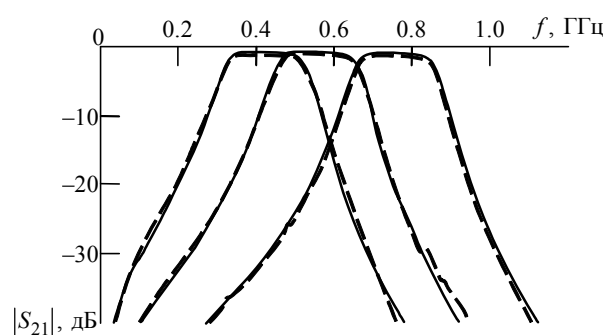


Рис. 9

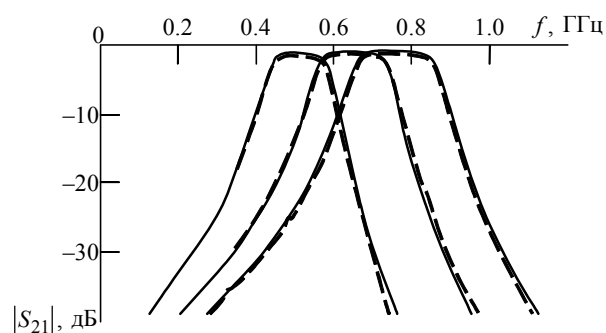
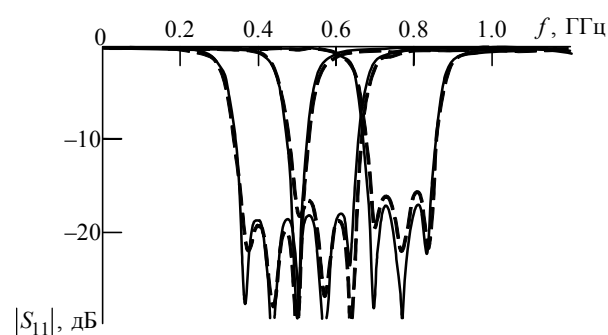
Рис. 12 демонстрирует 2 состояния фильтра при перестройке ширины полосы пропускания.

Для измерения частотных характеристик изготовленный ППФ устанавливался в измерительную оснастку Anritsu 3680K и через ее коаксиально-полосковые переходы подключался к векторному анализатору цепей R&S ZNB-20 при помощи фазостабильных коаксиальных кабелей Maury Microwave SC-292-MM-36. Применялась калибровка типа TOSM. Для подачи управляющих напряжений использовались 2 двухканальных источника питания R&S HMP-2020.

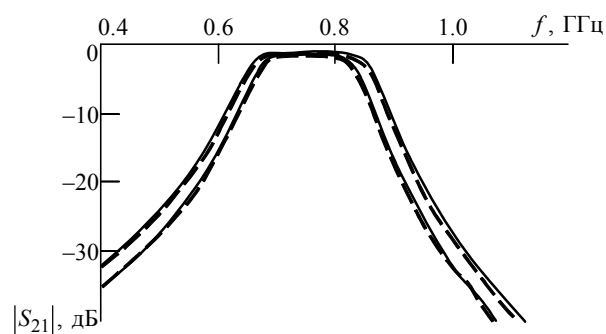
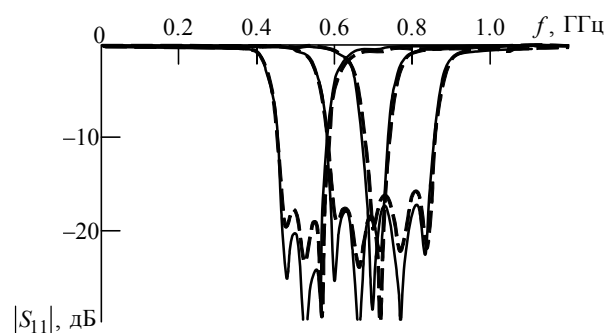
АЧХ фильтра, измеренные при уровне входной мощности  $-30$  дБм, показаны на рис. 10–12 штриховыми линиями. Наблюдается хорошее совпадение экспериментальных данных с результатами численного электродинамического моделирования. В пределах всего диапазона перестройки центральной частоты измеренная абсолютная ширина полосы пропускания фильтра составляет  $153 \pm 1$  МГц, а относительная ширина полосы пропускания равна  $19.7 \pm 0.5$  %. Перестройка ширины полосы пропускания реального фильтра ограничена управляемостью используемых варикапов и составляет 100...150 МГц. Во всех измеренных состояниях ППФ коэффициент отражения по входу лучше, чем  $-15$  дБ. Вносимые потери в полосе пропускания составляют около 1.25 дБ в случае сохранения абсолютной ширины полосы пропускания, 1.3 дБ в случае переменной ширины полосы пропускания и не



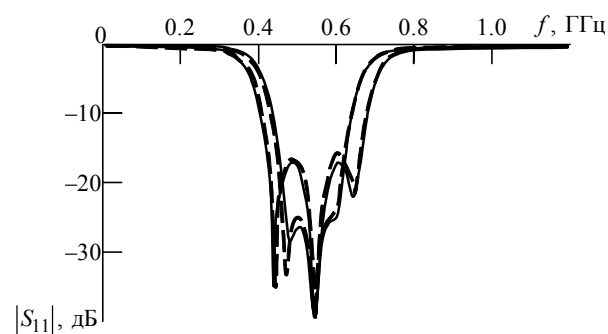
*Рис. 10*



*Puc. 11*



*Puc. 12*



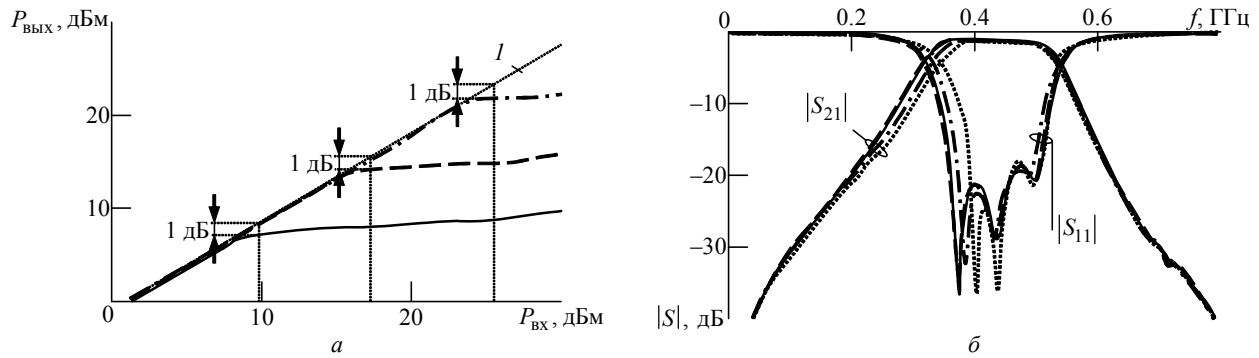


Рис. 13

превышают 1.7 дБ при постоянной относительной ширине полосы пропускания.

**Характеристики фильтра при повышенном уровне входной мощности.** Поскольку полупроводниковые варикапы являются активными нелинейными компонентами, частотные характеристики перестраиваемого фильтра, управляемого варикапами, могут меняться при увеличении уровня входной мощности. В связи с этим исследовано влияние входной мощности на характеристики разработанного перестраиваемого ППФ.

На рис. 13, а представлена зависимость выходной мощности от входной для трех состояний ППФ, соответствующих центральной частоте 430 МГц (сплошная линия), 565 МГц (штриховая линия) и 760 МГц (штрихпунктирная линия) при одинаковой ширине полосы пропускания  $\Delta f = 150$  МГц. Согласно результатам электродинамического моделирования наиболее критичным состоянием перестраиваемого фильтра является состояние с

наименьшей центральной частотой, так как для него точка компрессии в 1 дБ по отношению к идеальной зависимости, не учитывающей нелинейных элементов (рис. 13, а, 1), достигается при наиболее низкой входной мощности. В связи с этим экспериментальное исследование коэффициентов передачи и отражения ППФ при различных уровнях входной мощности проводилось при центральной частоте 430 МГц. На рис. 13, б показаны АЧХ фильтра, измеренные при разных уровнях входной мощности: -20 дБм (сплошные линии), 0 дБм (штриховые линии), 6 дБм (штрихпунктирные линии) и 8 дБм (пунктирные линии). Разработанный перестраиваемый ППФ работает в линейном режиме при мощности входного сигнала, не превышающей 5 дБм. При этом изменение центральной частоты и относительной ширины полосы пропускания фильтра составляет не более 0.7 и 3.5 % соответственно по сравнению с характеристиками фильтра в режиме малого сигнала.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Athukorala L., Budimir D. Compact Second-Order Highly Linear Varactor-Tuned Dual-Mode Filters with Constant Bandwidth // IEEE Trans. on microwave theory tech. 2011. Vol. MTT-59, iss. 9. P. 2214–2220.
2. Tunable Bandpass Filter Design based on External Quality Factor Tuning and Multiple Mode Resonators for Wideband Applications / J. R. Mao, W. W. Choi, K. W. Tam, W. Q. Che, Q. Xue // IEEE Trans. on microwave theory tech. 2013. Vol. MTT-61, iss. 7. P. 2574–2584.
3. Tang W., Hong J. S. Varactor-Tuned Dual-Mode Bandpass Filters // IEEE Trans. on microwave theory tech. 2010. Vol. 58, iss. 8. P. 2213–2219.
4. Chiou Y. C., Rebeiz G. M. Tunable 1.55–2.1 Ghz 4-Pole Elliptic Bandpass Filter with Bandwidth Control and Rejection for Wireless Systems // IEEE Trans. on microwave theory tech. 2013. Vol. MTT-61, iss. 1. P. 117–124.
5. Chiou Y. C., Rebeiz G. M. A Quasi Elliptic Function 1.75–2.25 Ghz 3-Pole Bandpass Filter with Bandwidth Control // IEEE Trans. on microwave theory tech. 2012. Vol. MTT-60, iss. 2. P. 224–249.
6. Tunable Combline Filter with Continuous Control of Center Frequency and Bandwidth / M. Sánchez-Renedo, R. Gómez-García, J. I. Alonso, C. Briso-Rodríguez // IEEE Trans. on microwave theory tech. 2005. Vol. MTT-53, iss. 1. P. 191–199.
7. A Tunable Bandpass-To-Bandstop Reconfigurable Filter with Independent Bandwidths and Tunable Response Shape / E. J. Naglich, J. Lee, D. Peroulis, W. J. Chappell // IEEE Trans. on microwave theory tech. 2010. Vol. MTT-58, iss. 12. P. 3770–3779.
8. Aldeeb H., Kalkur T. S. Tunable Dual Band Filter with BST Capacitors // Integrated Ferroelectrics. 2014. Vol. 157, № 1. P. 95–100.
9. A Two-Pole Lumped-Element Programmable Filter with MEMS Pseudodigital Capacitor Banks / C. Palego, A. Pothier, A. Crunteanu, M. Chatras, P. Blondy, C. Champeaux, P. Tristant, A. Catherinot // IEEE Trans. on microwave theory tech. 2008. Vol. MTT-56, iss. 3. P. 729–735.
10. RF MEMS-Based Tunable Filters / J. Brank, J. Yao, M. Eberly, A. Malczewski, K. Varian, C. Goldsmith // Int. J. of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. 2001. Vol. 11, iss. 5. P. 276–284.
11. Arif M. S., Peroulis D. All-Silicon Technology for High-Evanescent Mode Cavity Tunable Resonators and

Filters // J. of Microelectromechanical Systems. 2014. Vol. 23, iss. 3. P.727–739.

12. Positive-To-Zero Continuously Tunable Inter-Resonator Coupling Structure for Applications in Filter Array Systems / B. Koh, B. Lee, S. Nam, J. Lee // 2015 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp., Phoenix, 17–22 May 2015. Piscataway: IEEE, 2015. P. 1–4.

13. A Two-Pole Lumped-Element Programmable Filter with MEMS Pseudodigital Capacitor Banks / C. Palego, A. Pothier, A. Crunteanu, M. Chatras, P. Blondy, C. Champagneaux, P. Tristant, A. Catherinot // IEEE Trans. on microwave theory tech. 2008. Vol. MTT-56, iss. 3. P. 729–735.

14. Zeng K., Psychogiou D., Peroulis D. A VHF Tunable Lumped Element Filter with Mixed Electric-Magnetic Couplings // Proc. of 2015 IEEE 16th Annual Wireless and Microwave Tech. Conf (WAMICON 2015), Cocoa Beach, 13–15 April 2015. Piscataway: IEEE, 2015. P. 1–4.

15. Kholodnyak D., Turgaliev V. Baskakova A. A. Method to Design Lumped-Element Tunable Bandpass Filters with Constant Absolute Bandwidth // Proc. of 44th Eur. Microwave Conf., Roma, 6–9 Oct. 2014. Nijkerk: EuMA, 2014. P. 335–338.

16. Баскакова А. Э., Тургалиев В. М., Холодник Д. В. Перестраиваемые полосно-пропускающие фильтры с постоянной шириной полосы пропускания на элементах с сосредоточенными параметрами // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2015. Вып. 4. С. 36–43.

17. Matthaei G. L., Young L., Jones E. M. T. Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structure. Dedham, MA: Artech House. 1980. 439 p.

18. Hong J.-S., Lancaster Hong M. J. Microstrip Filters for RF-Microwave Applications. New York: John Wiley & Sons, 2001. 457 p.

A. E. Baskakova, V. M. Turgaliev, D. V. Kholodnyak  
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

### A Tunable Lumped-Element Bandpass Filter with Independent Continuous Tuning of Center Frequency and Bandwidth

*An approach to design tunable bandpass filters on coupled series LC-tanks with variable capacitors is proposed. Such filters are shown able to provide an independent continuous tuning of center frequency and bandwidth. Design, simulated and measured characteristics of a three-pole varactor-tuned bandpass filter are presented.*

Bandpass filters, lumped elements, tunability

Статья поступила в редакцию 6 июня 2016 г.

УДК 621.785.369

В. П. Афанасьев, Н. В. Мухин, Д. Н. Редька, И. А. Шарипова  
Санкт-Петербургский государственный электротехнический  
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

## Влияние лазерного отжига на структуру, оптические и электрические свойства тонких пленок оксида цинка<sup>1</sup>

*Представлены результаты исследования влияния лазерного отжига пленок оксида цинка на их оптические и электрические характеристики. Отработаны технологические режимы модификации слоев для использования в производстве тонкопленочных солнечных модулей.*

**Оксид цинка, лазерный отжиг, фотовольтаика, лазерная микрообработка, технология**

Пленки оксида цинка (ZnO) имеют высокий коэффициент пропускания в оптическом диапазоне, обладают высокой химической стойкостью к облучению, нетоксичны и относительно дешевы, что делает их привлекательными для применения в фотовольтаике в качестве прозрачных электродов для осуществления токосъема [1], [2]. Оксид цинка является альтернативой дорогостоящим прозрачным

электродам на основе оксида индий-олово (ITO). Оксид цинка обладает *n*-типом проводимости за счет большого числа собственных дефектов типа межузельного цинка или вакансий кислорода [3].

За счет развитой морфологии поверхности пленки ZnO имеют высокий коэффициент диффузного рассеяния света. При прохождении через слой ZnO квант солнечного излучения изменяет

<sup>1</sup> Исследование выполнено за счет средств гранта Российского научного фонда (проект № 14-12-00327).

свою траекторию, т. е. происходит рассеивание излучения в латеральную плоскость, приводящее к увеличению оптического пути фотонов в фотоактивной структуре и способствующее более эффективному преобразованию солнечной энергии в электрическую за счет увеличения концентрации неравновесных носителей заряда. Степень рассеивания  $H$  (Haze-фактор, в процентах) определяет долю рассеянного излучения  $T_{\text{diff}}$  по отношению к излучению  $T_{\text{full}}$ , прошедшему через слой прозрачного проводящего оксида (ППО):

$$H(\lambda) = \frac{T_{\text{diff}}(\lambda)}{T_{\text{full}}(\lambda)} 100.$$

Главные требования, предъявляемые к прозрачным электродам, – высокая оптическая прозрачность  $T \geq 93\%$  в диапазоне 400...1100 нм, поверхностное сопротивление  $R_s < 10$  Ом и хорошая рассеивающая способность (на длине волны 600 нм  $H \approx 25\%$ ).

В последнее время активно ведутся работы в направлении улучшения оптических и электрических свойств пленок оксида цинка как за счет варьирования режимов осаждения пленок, так и последующей постростовой обработки, например с использованием лазерного отжига [4].

Целью настоящей статьи являлось изучение влияния лазерного отжига на электрические и оптические свойства пленок оксида цинка ZnO, полученных методом плазмохимического осаждения при пониженном давлении (low-pressure chemical vapor deposition – LPCVD) [1].

Образцы представляли собой пленку оксида цинка, нанесенную на стеклянную подложку, используемую для изготовления солнечных модулей. Для проведения лазерного отжига стеклянная подложка разрезалась на 12 образцов, на которых средняя толщина пленки лежала в пределах  $1700 \pm 20$  нм. С помощью спектрофотометра, эллипсометра и мультиметра предварительно определялись параметры пленок (табл. 1).

При воздействии на пленку ZnO импульса лазерного излучения с длиной волны 355 нм его поглощение происходит в тонком приповерхностном слое толщиной  $\sim 10^{-4} \dots 10^{-5}$  см. При этом в слое происходит плавление с последующим отвердеванием и фазовым переходом в аморфное состояние. Эти превращения приводят к аморфизации слоев ZnO, образованию и изменению их кристаллической структуры.

Лазерный отжиг объясняется действием теплового механизма, в соответствии с которым

Таблица 1

| № образца | $d$ , нм | $H$ , % | $R_s$ , Ом | $T$ , % |
|-----------|----------|---------|------------|---------|
| 1         | 1690.1   | 29.2    | 11.7       | 78.2    |
| 2         | 1688.6   | 29.6    | 11.6       | 78.1    |
| 3         | 1701.1   | 29.7    | 11.6       | 77.9    |
| 4         | 1683.8   | 27.2    | 13.8       | 78.4    |
| 5         | 1705.7   | 30.2    | 11.2       | 77.8    |
| 6         | 1709.7   | 24.1    | 15.5       | 79.4    |
| 7         | 1719.6   | 28.1    | 13.3       | 78.2    |
| 8         | 1719.4   | 30.1    | 11.8       | 78.0    |
| 9         | 1689.0   | 28.0    | 13.8       | 78.7    |
| 10        | 1698.9   | 27.5    | 15.9       | 78.5    |
| 11        | 1714.0   | 29.4    | 13.5       | 78.1    |
| 12        | 1705.4   | 33.0    | 17.4       | 77.1    |

энергия лазерного излучения, поглощаемая непосредственно электронной подсистемой, практически мгновенно посредством поэтапной электрон-электронной, электрон-фононной и фонон-фононной релаксации передается в решетку и нагревает ее от начальной температуры  $T_0$  до значения температуры отжига  $T_{\text{отж}}(t)$ , изменяющегося во времени. При импульсном лазерном отжиге (длительность импульса  $\tau_{\text{и}} \approx 30$  нс) тепло успевает распространиться в глубь образца на расстояние, не превышающее области поглощения.

Благодаря возникающим в процессе лазерной обработки большим градиентам температуры реализуются большие скорости движения фронтов расплава и рекристаллизации, так что отжигающий цикл занимает 100 нс. Цикл расплав–отвердевание полностью удаляет протяженные дефекты (дислокации и кластеры точечных дефектов), но оставляет после себя довольно высокую концентрацию точечных дефектов, что связано с его высокой скоростью при импульсной лазерной обработке [5]–[7].

Метод лазерного отжига позволяет не только изменить электрические свойства, но при определенных параметрах лазерного отжига (мощность лазера, частота воздействия импульса) улучшить светорассеяние.

Эксперимент по лазерному отжигу пленок оксида цинка ZnO проводился на установке LSS1200. Первый этап исследования заключался в проведении лазерного отжига с целью нахождения диапазона плотности мощности, в котором происходит изменение параметров пленок, улучшающее их свойства.

Область воздействия лазерного излучения представляла собой прямоугольник размерами  $50 \times 15$  мм. Отжиг ZnO выполнялся на длине волны падающего излучения  $\lambda = 355$  нм. Диаметр лазерного пятна составлял 30 мкм, частота следования импульсов 60 кГц, длительность импульса 30 нс, скорость перемещения лазерной головки 72 м/мин. Было установлено, что лучшие результаты достигаются при отжиге пленок ZnO лазер-

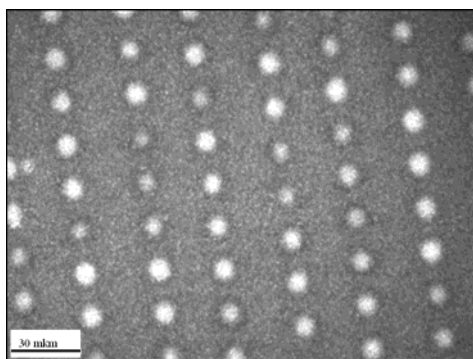


Рис. 1

Таблица 2

| № образца | $P$ , мВт/см <sup>2</sup> | $d$ , нм | $H$ , % | $R_s$ , Ом | $T$ , % |
|-----------|---------------------------|----------|---------|------------|---------|
| 1         | 60                        | 1685.5   | 29.0    | 11.3       | 78.1    |
| 2         | 70                        | 1683.7   | 29.4    | 11.1       | 78.1    |
| 3         | 85                        | 1696.0   | 29.7    | 11.0       | 77.9    |
| 4         | 100                       | 1678.1   | 27.2    | 12.8       | 78.5    |
| 5         | 130                       | 1697.8   | 30.2    | 10.4       | 77.6    |
| 6         | 140                       | 1699.5   | 24.1    | 14.1       | 79.1    |
| 7         | 160                       | 1707.2   | 28.2    | 12.2       | 78.3    |
| 8         | 180                       | 1706.2   | 30.6    | 10.9       | 77.6    |
| 9         | 200                       | 1686.1   | 30.5    | 13.5       | 77.3    |
| 10        | 230                       | 1877.5   | 32.8    | 22.2       | 73.9    |
| 11        | 250                       | 1701.5   | 37.3    | 31.1       | 73.8    |
| 12        | 260                       | 3500.0   | 2.8     | 140.6      | 89.1    |

ным излучением с плотностью мощности  $P$ , находящейся в пределах 160...260 мВт/см<sup>2</sup>. При воздействии лазерного излучения с плотностью мощности меньше 160 мВт/см<sup>2</sup> практически никаких изменений в пленках не наблюдалось, а при значениях плотности мощности выше 260 мВт/см<sup>2</sup> в пленке образовывались участки со значительными областями проплавления и растрескивания, что является негативным фактором при производстве тонкопленочных солнечных модулей. Также необходимо отметить, что вследствие теплопроводности пленки и подложки, а также распределения энергии в пучке лазерного излучения по закону Гаусса поверхность пленок отжигается неравномерно, что отображено на рис. 1, где представлено полученное с по-

мощью оптического микроскопа Nikon Eclipse LV100 изображение поверхности отожженного образца, облучавшегося при  $P = 200$  мВт/см<sup>2</sup> с расстоянием между точками порядка 30 мкм.

После лазерного отжига обработанные участки исследовались повторно. Результаты исследования представлены в табл. 2, из которой следует:

– при  $P = 160$  мВт/см<sup>2</sup> поверхностное сопротивление уменьшается на 7 %;

– при значении  $P = 200$  мВт/см<sup>2</sup> Нэе-фактор увеличивается на 2.5 %, а коэффициент отражения от поверхности пленок  $T$  уменьшается примерно на 1 %.

Зависимости свойств пленок от мощности лазерного излучения представлены на рис. 2:  $a$  –  $H(P)$ ,  $b$  –  $R_s(P)$ ; кривые 1 – до отжига, кривые 2 – после отжига.

Исследование микрорельефа образцов проведено на атомно-силовом микроскопе Ntegra Thermo (NT-MDT); результаты представлены на рис. 3. Выявлено, что с ростом мощности падающего на образец излучения шероховатость поверхности повышается и это приводит к увеличению Нэе-фактора (табл. 2, образцы 7–11). При дальнейшем увеличении мощности размеры неоднородностей уменьшаются (табл. 2, образец 12), а коэффициент рассеивания излучения снижается.

Для исследования влияния изменения электрических и оптических свойств пленок ZnO на выходные характеристики солнечного модуля на основе экспериментальных образцов были изготовлены минимодули с размерами 40 × 50 мм. Также были изготовлены минимодули без проведения лазерного отжига для сравнения их выходных параметров с параметрами минимодулей с обработанным фронтальным слоем ППО. Средние значения выходных параметров каждого из образцов представлены в табл. 3, где  $W$  – мощность лазерного излучения,  $P$  – плотность потока мощности лазера;  $U_{oc}$  – напряжение холостого

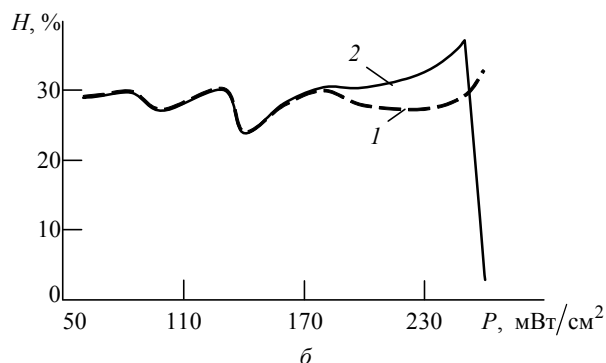
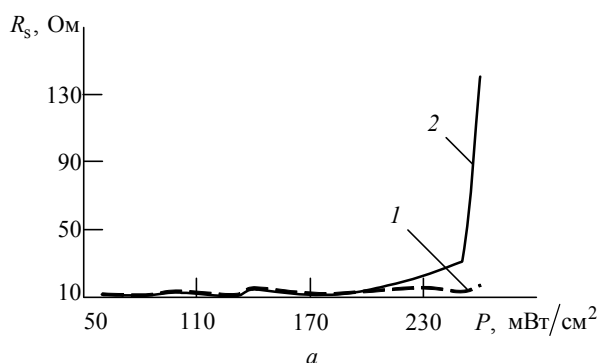


Рис. 2

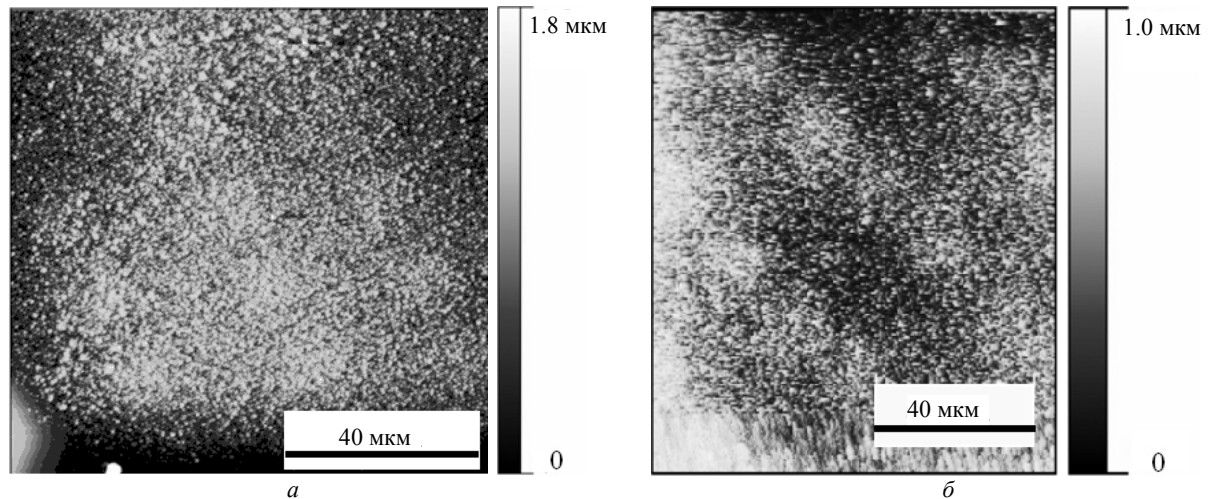


Рис. 3

Таблица 3

| Номер образца | $W$ , мВт | $P$ , Вт/см <sup>2</sup> | $U_{oc}$ , В | $I_{sc}$ , мА | $J_{sc}$ , мА/см <sup>2</sup> | $FF$ , % | $E_{ta}$ , % | $R_p$ , кОм | $U_{mpp}$ , В | $I_{mpp}$ , мА | $P_{mpp}$ , мВт |
|---------------|-----------|--------------------------|--------------|---------------|-------------------------------|----------|--------------|-------------|---------------|----------------|-----------------|
| 2             | 0.88      | 0.125                    | 1.27         | 9.94          | 9.94                          | 72.04    | 9.12         | 7.58        | 1.02          | 8.98           | 9.13            |
| 8             | 0.131     | 0.185                    | 1.27         | 9.55          | 9.55                          | 72.51    | 8.8          | 185.88      | 1.01          | 8.69           | 8.81            |
| 9             | 0.139     | 0.197                    | 1.25         | 9.81          | 9.81                          | 70.87    | 8.69         | 12.67       | 0.99          | 8.8            | 8.69            |
| 0             | 0.00      | 0                        | 1.29         | 10.02         | 10.02                         | 72       | 9.31         | 8.96        | 1.03          | 9.03           | 9.31            |

хода;  $I_{sc}$  – ток короткого замыкания;  $J_{sc}$  – плотность тока короткого замыкания;  $FF$  – фактор;  $E_{ta}$  – эффективность;  $U_{mpp}$ ,  $I_{mpp}$  – напряжение и ток солнечного элемента в точке максимальной мощности соответственно;  $P_{mpp}$  – максимальная мощность солнечного элемента.

Несмотря на то, что в результате исследования влияния лазерного отжига на параметры пленок оксида цинка ZnO обнаружены положительные изменения электрических и оптических свойств, влияния этих параметров на выходные

характеристики солнечных модулей не обнаружено. Это может быть вызвано тем, что отжиг пленок происходил достаточно неравномерно по площади вследствие распределения мощности в пучке по закону Гаусса (рис. 1).

Дальнейшие исследования будут направлены на осуществление лазерного отжига ZnO излучением с более равномерным распределением интенсивности по поперечному сечению пучка, а также на выявление возможных структурных изменений материала при отжиге не только на поверхности, но и в его объеме.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Афанасьев В. П., Теруков Е. И., Шерченков А. А. Тонкопленочные солнечные элементы на основе кремния. 2-е изд. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2011. 168 с.
2. Fan Yang. Large Area a-Si/ $\mu$ c-Si Thin Film Solar Cells // Solar Sells – Thin-Film Technologies. Rijeka: InTech, 2011. С. 335–358.
3. Zang S. B., Wei S.-H., Zunger A. Intrinsic  $n$ -type versus  $p$ -type Doping Asymmetry and the Defect Physics of ZnO // Phys. Rev. B. 2001. Vol. 63, iss. 7. 075205.
4. Photoinduced Formation of Zinc Nanoparticles by UV Laser Irradiation Of ZnO / E. H. Khan, S. C. Langford,

J. T. Dickinson, L. A. Boatner, W. P. Hess // Langmuir. 2009. Vol. 25, iss. 4. P. 1930–1933.

5. Двуреченский А. В., Качурин Г. А., Нидаев Е. В., Смирнов Л. С. Импульсный отжиг полупроводниковых материалов. М.: Наука, 1982. 208 с.

6. Laser and Electron-Beam Interactions with Solids / ed. by B. R. Appleton, G. K. Celler. N. Y.: Elsevier, 1982. 404 p.

7. Narayan J., Brown W. L., Lemons R. A. Laser-Solid Interactions and Transient Thermal Processing of Materials // Mat. Res. Soc. Symp. Proc. 1983. Vol. 13. P. 375–379.

V. P. Afanasjev, N. V. Mukhin, D. N. Redka, I. A. Sharipova  
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

## Influence of Laser Annealing on the Structure, Electrical and Optical Properties of Zinc Oxide Thin Films

*Paper presents experimental results of research of influence of laser annealing on the optical and electrical properties ZnO films. Developed technological regimes of modifications of layers in the production of thin film solar modules.*

Zinc oxide, laser annealing, photovoltaics, laser treatment, technology

Статья поступила в редакцию 21 марта 2016 г.



УДК 681.5(05); 004(05)

В. В. Бутенко

Государственный морской университет им. адмирала Ф. Ф. Ушакова

## Поиск границы радужки на изображении

*Предложен алгоритм поиска границы радужки для использования ее в качестве точки интереса при слежении за направлением взгляда в видеопотоке. Статья открывает цикл публикаций, иллюстрирующих создание системы управления взглядом средствами доступной видеоаппаратуры.*

### Поиск границы радужки, преобразование Хафа, детектор Кенни, метод Лукаса-Канаде

Взаимодействие с устройствами посредством взгляда – один из самых предпочтительных и естественных способов управления, позволяющий задействовать преимущественно глазодвигательный аппарат, что удобно для людей с ограниченными физическими возможностями и людей, находящихся в условиях, когда другие виды управления использовать непрактично или невозможно. Этот вид взаимодействия быстро развивается и, несомненно, будет одним из самых предпочтительных в будущем.

Задача управления взглядом заключается в определении точки пересечения оптической оси глазного яблока и плоскости экрана, на котором представлен некоторый зрительный раздражитель. Она содержит в себе ряд таких подзадач, как пок кадровый анализ видеосъемки, изучение движения глаз, определение направления взгляда. Каждая из этих подзадач является актуальным направлением научных исследований, и решение одной повлияет на другие.

При использовании видеопотока, полученного в естественных условиях – в произвольное время суток и без дополнительной подсветки, – реализация управления представляет дополнительные сложности в связи с существенно изменяющимися контрастностью, средней яркостью и резкостью.

Само по себе распознавание объекта в видеопотоке не дает достаточной информации для определения направления взгляда, поэтому включение в алгоритм управления возможности слежения за отмеченным объектом (характерной точкой или точкой интереса) – важный пункт при пок кадровом анализе.

Точкой интереса в рассматриваемом случае является точка на изображении области глаза,

характеризующаяся хорошо обнаруживаемыми параметрами: локальным максимумом или минимумом интенсивности, характерной геометрической формой и т. п. Подобными характерными точками могут выступить точки на границе радужки со склерой. Граница зрачка с радужной оболочкой не подходит в силу низкого контраста.

Характерные точки определяются на первом кадре видеопотока, на котором выделяются область лица и область глаз. На последующих кадрах отслеживается передвижение этих точек. При обнаружении запоминается их положение в момент калибровки при направлении взгляда в верхние и нижние углы экрана и строится таблица соответствия полученных данных точкам на плоскости экрана. На рис. 1 представлены координаты точек интереса при направлении взгляда в левый верхний угол рассматриваемой сцены (рис. 1, а) и в правый нижний угол (рис. 1, б).

Для поиска лица и глаз в видеопотоке рассмотрен ряд методов: метод Виолы–Джонса [1], метод построения гистограмм [2] и метод группировки признаков [3]. Последние 2 метода подходят для

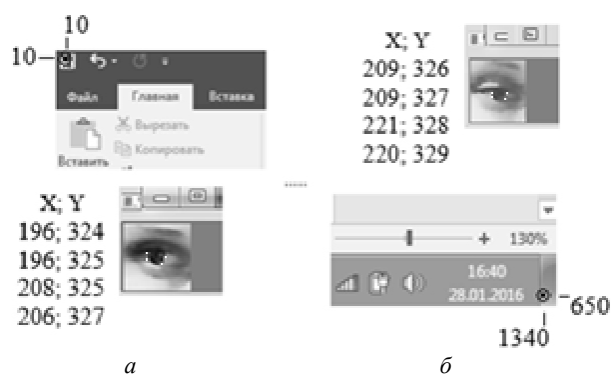


Рис. 1

поиска лиц, но плохо справляются с задачей поиска области глаз. Метод Виолы–Джонса является лучшим по соотношению показателей "эффективность распознавания/скорость работы". Он позволяет выделить лица с высокой точностью и низким количеством ложных срабатываний.

Метод Виолы–Джонса позволяет распознавать объекты на изображениях в реальном времени, применяя каскадные классификаторы Хаара для поиска, алгоритм адаптивного усиления при выборе наиболее подходящих признаков для искомого объекта и метод комбинирования классификаторов в каскадную структуру.

Метод Виолы–Джонса реализован программным методом `detectMultiScale` из библиотеки OpenCV [4]. Кадры видеоряда передаются этому методу до тех пор, пока область лица не будет найдена. В каждой найденной области лица этим же методом отыскивается область глаз.

Так как движения одного глаза независимо от другого у здорового человека невозможны (оба глаза всегда двигаются одновременно) для сокращения времени вычислений и удобства расчетов используются данные только по одному глазу, причем обработке подвергается только область кадра видеоряда, содержащая выделенную область с изображением глаза.

На полученном изображении детектором Кенни [5] выделяются границы. Этот детектор был выбран в результате сравнения с результатами, даваемыми пороговой бинаризацией и выделением по цвету [6], однако последними не была достигнута устойчивость к изменению освещенности, а также оказалось невозможно отделить радужку от ресниц и теней около глаза.

Детектор Кенни [7] предусматривает последовательное применение к двумерному набору пикселей, выделенных на изображении окном заданного размера, следующих операций:

- Сглаживания изображения операций свертки с ядром, описываемым первой производной двумерной гауссоиды. Операция снижает чувствительность детектора к шумам изображения (фильтр может быть приближен первой производной гауссоиды).

- Выделения пикселей, относящихся к границам, оператором Собеля на матрице с размерами  $3 \times 3$ . Оператор выделяет в качестве пикселей, относящихся к границам, те из них, на которых дискретный аналог градиента достигает локального максимума.

- "Сшивки" отдельных пикселей, выделенных оператором Собеля, в неразрывные фрагменты границы. С этой целью осуществляется прослеживание выделенных фрагментов с обработкой двухпороговой процедурой. Пиксель относится к граничным, если зафиксированный на нем локальный максимум градиента превышает установленный верхний порог, что обеспечивает дальнейшее снижение чувствительности к шумам. Кроме того оператор прослеживания обладает консервативностью, формирующей связные участки границы. Консервативность заключается в том, что после обнаружения граничного пикселя к фрагменту границы относятся соседние с ним до тех пор, пока в них значение градиента не окажется ниже нижнего порога. При динамическом диапазоне обрабатываемого сигнала яркости 256 нижний порог устанавливался примерно равным 100, верхний – примерно 250.

В описываемом в настоящей статье алгоритме для реализации детектора Кенни использована программа из библиотеки OpenCV [8].

При правильно подобранных параметрах детектор Кенни хорошо работает на зашумленных изображениях, позволяет выделить внутренние контуры объекта и исключить ошибочное обнаружение контуров там, где объектов нет.

На рис. 2, а представлены примеры изображений, полученных в естественной среде, на рис. 2, б – результаты их обработки детектором Кенни. В последних изображениях преобладают прямые линии и круги, которые можно детектировать с помощью преобразования Хафа.

Преобразование Хафа предназначено для поиска объектов, принадлежащих определенному классу фигур, с использованием процедуры голосования. Процедура голосования применяется к пространству параметров, из которого получают объекты определенного класса по локальному максимуму в накопительном пространстве (accumulator space), которое строится при вычислении трансформации Хафа [9]. Пиксели изображения опрашиваются всего один раз, дальнейшие вычисления производятся только для пикселей, несущих полезную информацию.

Преобразование Хафа основывается на представлении искомого объекта параметрическим уравнением. Параметры этого уравнения представляют фазовое пространство.

В двоичном изображении, содержащем пиксели, отнесенные к границе по результатам работы детектора Кенни, последовательно анализи-

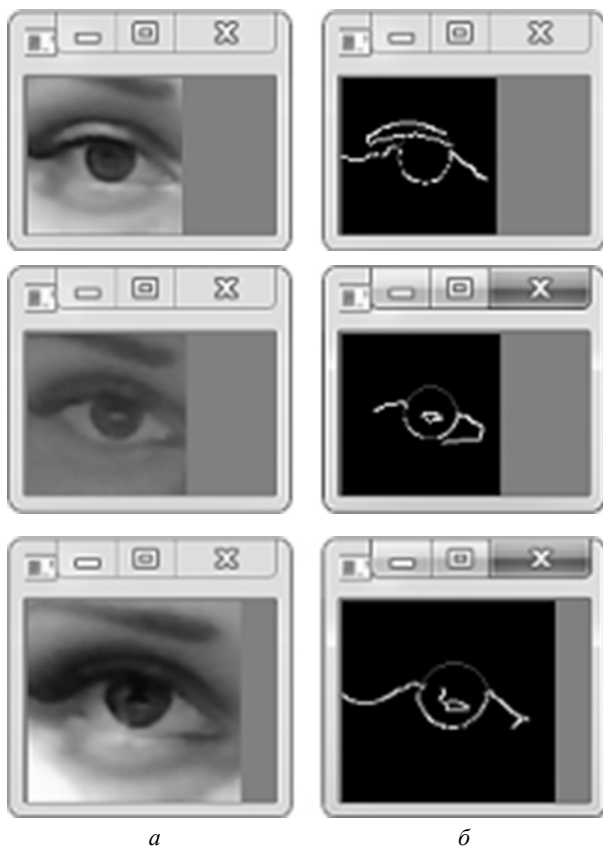


Рис. 2

руются все точки границ на принадлежность к искомому объекту (окружности, отображающей границу радужки со склерой). Для испытуемой точки рассчитываются параметры окружности и в параметрическом пространстве Хафа фиксируется факт получения этих значений. После испытания всех точек двоичного изображения в этом пространстве реализуется процедура голосования: выделяются и фиксируются в качестве истинных значения параметров, полученные в результате наибольшего количества испытаний.

Полученные преобразованием Хафа параметры окружности используются как предварительная оценка положения радужки на изображении для сокращения учитываемых в дальнейшей обработке пикселей. При отслеживании положения радужки в видеопотоке применяются координаты естественной границы, выделенной детектором Кенни.

Для отслеживания используются точки границы, которые в процессе калибровки меняют свое положение, неизменные точки не применяются.

Для слежения за объектом (точкой интереса) использован метод Лукаса–Канаде [10], реализованный в функции `cvCalcOpticalFlowPyrLK` библиотеки OpenCV [11].

Рассматривались и другие методы, например учитывающий аффинные искажения окрестности

точки метод Ши–Томасси–Канаде [12], учитывающий наряду с ними аффинные изменения освещенности окрестности точки метод Джин–Фаваро–Соато [13]. Однако, поскольку поиск точек проводится на мало различающихся последовательных кадрах, можно считать, что окрестность точки не искажается. Поэтому был выбран метод Лукаса–Канаде.

Метод позволяет зафиксировать смещение отслеживаемого объекта в последовательных анализируемых кадрах. Последовательность параметров объекта составляет характеристику его движения – векторное поле, в рамках метода называемое оптическим потоком [9]. Использование метода только на предварительно выделенных пикселях, относящихся к границе радужки, позволяет существенно сократить объем вычислений.

Метод Лукаса–Канаде позволяет получить смещения для каждого отслеживаемого пикселя. Метод использует дифференциальный подход, в основе которого лежит вычисление частных производных по горизонтальному и вертикальному направлениям.

Основное уравнение оптического потока содержит 2 неизвестных и не может быть однозначно разрешено. Неоднозначность разрешается за счет использования информации о соседних пикселях в каждой точке. Метод основан на предположении, что в локальной окрестности пикселя значение оптического потока одинаково. С учетом этого ограничения можно записать уравнение оптического потока для всех пикселей окрестности и решить полученную систему уравнений методом наименьших квадратов [9].

В настоящей статье представлена последовательность процедур, обеспечивающих выделение на изображениях, полученных в реальных условиях, границы радужной оболочки глаза со склерой, с дальнейшим отслеживанием движения этой границы в последовательности кадров.

На первом кадре видеоряда методом Виолы–Джонса определяются область лица и область глаз. Остальная часть изображения далее не используется.

Затем на основе детектора границ Кенни выделяются пиксели, лежащие на границе радужной оболочки, после чего методом Лукаса–Канаде отслеживается их смещение в последовательности кадров. В результате обработки формируется оптический поток (терминология метода Лукаса–Канаде), который в дальнейшем может быть использован для создания системы управления на основе отслеживания направления взгляда.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Viola P., Jones M. J. Rapid Object Detection using a Boosted Cascade of Simple Features // IEEE Comp. Soc. Conf. on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR 2001), 8–14 Dec. 2001, Kauai, USA. Piscataway: IEEE, 2001. Vol. 1. P. 511–518.
2. Kotropoulos C., Pitas I. Rule-Based Face Detection in Frontal Views // IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP 97), 21–24 April 1997, Munich, Germany. Piscataway: IEEE, 1997. Vol. 4. P. 2537–2540.
3. Yow K. C., Cipolla R. Feature-Based Human Face Detection // Image and vision computing. 1997. Vol. 15, iss. 9. P. 713–735.
4. Haar Feature-Based Cascade Classifier for Object Detection: OpenCV v. 2.4.12.0 documentation. URL: [http://docs.opencv.org/2.4/modules/objdetect/doc/cascade\\_classification.html](http://docs.opencv.org/2.4/modules/objdetect/doc/cascade_classification.html) (дата посещения 28.02.2016).
5. Canny J. Computational Approach to Edge Detection // IEEE Trans. on Pattern Analysis and Machine Intelligence. 1986. Vol. PAMI-8, № 6. P. 679–698.
6. Матвеев И. А., Чинаев Н. Н. Выделение зрачка на изображении глаза преобразованием Хафа границ компонент связности // 24-я Междунар. конф. по компьютерной графике и зрению (ГрафКон'2014), Ростов н/Д, 30 сент.–3 окт. 2014 / Академия архитектуры и искусств ЮФУ. Ростов н/Д, 2014. С. 115–118.
7. Canny J. A Computational Approach to Edge Detection // IEEE Trans. on Pattern Analysis And Machine Intelligence. 1986. Vol. PAMI-8, № 6. P. 679–698.
8. Kaehler A., Bradski G. Computer Vision in C++ with the OpenCV Library. Sebastopol, USA: O'Reilly Media, 2013. 575 p.
9. Learning Image Processing with OpenCV / G. B. Garcia, O. D. Suarez, J. L. E. Aranda, J. S. Tercero, I. S. Gracia. Birmingham: Packt Publishing, 2015. 232 p.
10. Lucas B. D., Kanade T. An iterative image registration technique with an application to stereo vision // Proc. 7th Int. Joint Conf. on Artificial Intelligence (IJCAI'81), Vancouver, Canada, Aug. 1981. P. 674–679.
11. Motion Analysis and Object Tracking: OpenCV v. 2.4.12.0 documentation. URL: [http://docs.opencv.org/2.4/modules/video/doc/motion\\_analysis\\_and\\_object\\_tracking.html](http://docs.opencv.org/2.4/modules/video/doc/motion_analysis_and_object_tracking.html) (дата посещения 28.02.2016).
12. Shi J., Tommasini C. Good Features to Track // Proc. 13th Comp. Soc. Conf. Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR 1994), 21–23 June 1994, Seattle USA. Piscataway: IEEE, 1994. P. 593–600.
13. Jin H., Favaro P., Soatto S. Real-Time Feature Tracking and Outlier Rejection with Changes in Illumination // Proc. 8th IEEE Int. Conf. on Computer Vision (ICCV 2001), Vancouver, Canada, 7–14 July 2001. Vol. 1. P. 684–689.

V. V. Butenko

*Admiral Ushakov Marine State University*

### Search boundaries of iris on picture

*An algorithm for search boundaries of iris it as a point of interest in the tracking direction of view in video stream. It is the first of a planned series of publications that illustrate creation of control system using available view video equipment.*

Iris recognition, Hough transform, Canny edge detector, Lucas-Kanade method

Статья поступила в редакцию 28 января 2016 г.



УДК 621.396.67.029.6.001.2

А. С. Русаков

Санкт-Петербургский государственный электротехнический  
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

## Печатная сверхширокополосная антенна с узкими полосами запираения<sup>1</sup>

*Разработаны сверхширокополосные (СШП) антенны, предназначенные для работы в диапазоне частот 2.5...12 ГГц, имеющие полосно-заграждающую характеристику: СШП-антенна с одной, двумя и тремя узкими полосами запираения. Продемонстрировано, что использование электрического кольцевого резонатора в составе СШП-антенны позволяет легко реализовать указанные полосы на требуемых частотах. Результаты измерений прототипов СШП-антенн с одной и двумя полосами запираения, изготовленных по технологии производства печатных плат, хорошо согласуются с расчетными данными.*

**Сверхширокополосная антенна, полоса запираения, электрический кольцевой резонатор, многомодовый резонатор, двухполосное запираение, трехполосное запираение**

Сверхширокополосные (СШП) (англ. ultra-wide band – UWB) антенны предназначены для применения в СШП-радиолокации и СШП-радиосвязи. После выделения Федеральной комиссией связи США (US Federal Communications Commission – FCC) диапазона частот 3.1...10.6 ГГц для безлицензионного использования UWB [1] повсеместное распространение получила технология беспроводной радиосвязи с одноименным названием. Для безлицензионного использования СШП-сигналов в Российской Федерации выделен диапазон 2.85...10.6 ГГц [2].

В действительности внутри диапазона UWB имеются частоты, принадлежащие многим узкополосным беспроводным технологиям, например WLAN (5.15...5.35 и 5.725...5.825 ГГц), WiMAX (3.3...3.69 ГГц) или спутниковой связи (7.25...7.75 ГГц). Для решения проблемы интерференции между UWB и такими узкополосными системами за последнее время было предложено множество конструкций СШП-антенн с полосно-заграждающей характеристикой. Наиболее привлекательными являются планарные конструкции, выполненные по технологии производства печатных плат. Как правило, для реализации СШП-антенны с полосно-заграждающей характеристикой используется исходная СШП-антенна без полос запираения, в которую интегрированы до-

полнительные реализующие запираение элементы. В качестве исходной антенны чаще всего выступают планарные реализации монополя, диполя, щелевой антенны с расширяющейся щелью, антенны Вивальди или рамочной антенны. Запирающими элементами, интегрированными в конструкцию антенны, могут выступать щели или шлейфы различных форм или разнообразные резонаторы (емкостно- или индуктивно-нагруженные, короткозамкнутые или разомкнутые), настроенные на требуемую частоту. Для реализации многополосного запираения, как правило, используется несколько запирающих элементов, настроенных на разные частоты [3]–[12], что усложняет конструкцию антенны и делает процесс проектирования достаточно сложным.

Другой способ реализации полосно-заграждающей характеристики антенны – использование метаматериалов и материалов с электронной запрещенной зоной (ЭЗЗ) [13]–[16]. Структуры с ЭЗЗ препятствуют распространению поверхностных волн в диэлектрической подложке. Компоненты метаматериалов – расщепленные кольцевые резонаторы – также успешно использовались при проектировании компактных антенн с многополосным запираением [17]–[19].

В настоящей статье за основу взята дисковая монополярная антенна, возбуждаемая копланар-

<sup>1</sup> Работа выполнена в рамках государственного задания Минобрнауки России № 8.2579.2014/К "Проведение научно-исследовательских работ (фундаментальных научных исследований, прикладных научных исследований и экспериментальных разработок)".

ным волноводом (КПВ) [20]. Согласование антенны реализовано на ее первых 6 параллельных и 5 последовательных резонансах (не включая первый четвертьволновый последовательный), что обеспечивает работу антенны в диапазоне частот 2.5...12 ГГц. Для обеспечения полосно-заграждающей характеристики предложено использовать электрический кольцевой резонатор (ЭКР), размещение которого над подводящей линией с противоположной стороны подложки реализует запираание на частоте, определяемой геометрическими размерами ЭКР. Для реализации двухполосного запираания предложено использование каскадного включения двух ЭКР различных размеров. В качестве альтернативного варианта для реализации двухполосного запираания предложено использование модифицированного двухмодового ЭКР, в котором один резонатор меньших размеров помещен внутрь другого. Для реализации трехполосного запираания аналогичным образом предложен трехмодовый ЭКР, содержащий уже три резонатора разных размеров, вложенных друг в друга.

**Исходная СШП-антенна без полос запираания.** Изготовленная исходная дисковая монополярная СШП-антенна без полос запираания (рис. 1) с габаритными размерами  $50 \times 50 \text{ мм}^2$  состоит из дискового планарного излучателя 1, возбуждаемого КПВ 2, и экрана 3, выполненных на одной стороне диэлектрической подложки Rogers RO3003 толщи-

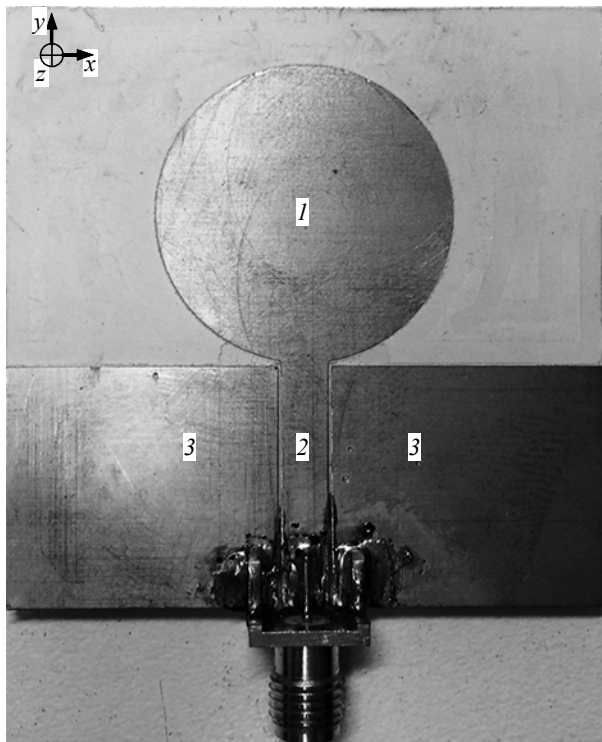


Рис. 1

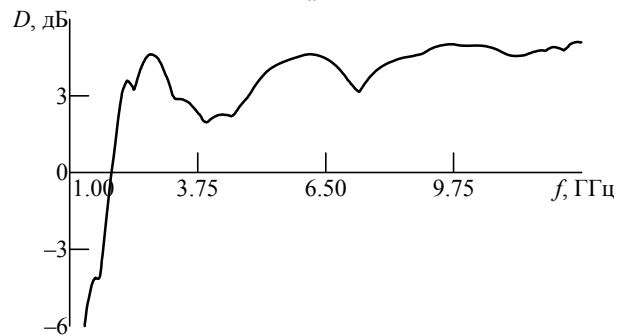
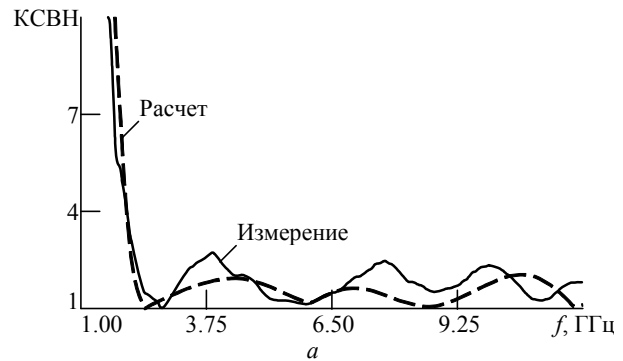


Рис. 2

ной 1.52 мм с относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r = 3$  и тангенсом угла диэлектрических потерь  $\tan \delta = 0.0013$ . Радиус дискового планарного излучателя 12.5 мм, 50-омная подводящая линия реализована в виде КПВ с шириной линии 4 мм и двумя зазорами по 0.2 мм. Рассчитанный и измеренный коэффициент стоячей волны напряжения (КСВН) исходной СШП-антенны без полос запираания изображен на рис. 2, а. Расчетный коэффициент усиления антенны в рабочем диапазоне частот составляет 2...5 дБ (рис. 2, б).

**Электрический кольцевой резонатор.** Резонатор, включенный в линию передачи, реализует узкую полосу запираания на частоте, определяемой его размерами. Для реализации полосы запираания у исходной СШП-антенны предлагается использовать ЭКР, применяющийся в метаматериальных структурах [21], [22]. Конструкция ЭКР изображена на рис. 3 а, а структура, содержащая такой резонатор, включенный в копланарную линию передачи, показана на рис. 3, б.

Структура на рис. 3, б состоит из двух проводящих слоев, реализованных по обе стороны диэлектрической подложки. Один из слоев (нижний) используется для реализации КПВ. В верхнем слое реализован запирающий элемент – ЭКР, выполненный в виде кольцевого резонатора, нагруженного на емкостный элемент, соединяющий две его противоположные точки. Резонатор, располагаясь с противоположной по отношению

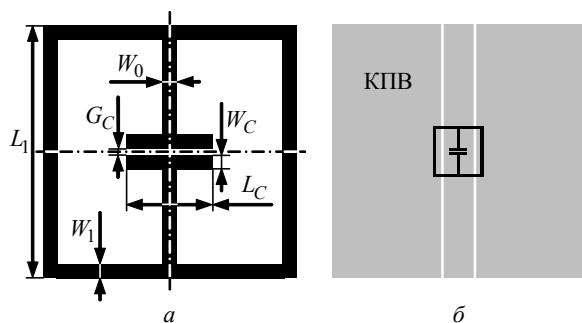


Рис. 3

к КПВ стороны диэлектрической подложки, связан с последней за счет электрического и магнитного полей. Резонансная частота, на которой происходит запырание электромагнитного сигнала, определяется геометрическими размерами (рис. 3, а) кольцевого резонатора  $L_1$ ,  $W_1$ ,  $W_0$  и параметрами щелевого емкостного элемента  $L_C$ ,  $G_C$ ,  $W_C$ , на который нагружен резонатор. На резонансной частоте ЭКР вносит рассогласование в импеданс КПВ, обеспечивая тем самым отражение входной электромагнитной волны. За пределами резонансных частот ЭКР не влияет на работу КПВ.

Частотные зависимости параметров матрицы рассеяния КПВ с интегрированным ЭКР с размерами  $W_0 = W_1 = W_C = 0.3$  мм,  $L_C = 2$  мм и  $G_C = 0.5$  мм представлены на рис. 4. Расчет выполнен для длин стороны  $L_1$  кольцевого резонатора: 5 мм – сплошные линии, 7 мм – штриховые линии и 10 мм – пунктирные линии. Серыми линиями показаны зависимости  $S_{21}$ , черными –  $S_{11}$ .

Из рис. 4 видно, что для резонатора с размером  $L_1 = 10$  мм частота запырания составляет 3.9 ГГц, для  $L_1 = 7$  мм – 5.7 ГГц, а для  $L_1 = 5$  мм – 8 ГГц. Таким образом, частота запырания может быть настроена выбором соответствующего размера ЭКР. Из рис. 4 также следует, что отражение сигнала от входа также происходит на удвоенных резонансных частотах, поскольку на этих частотах возбуждаются вторые моды резонаторов.

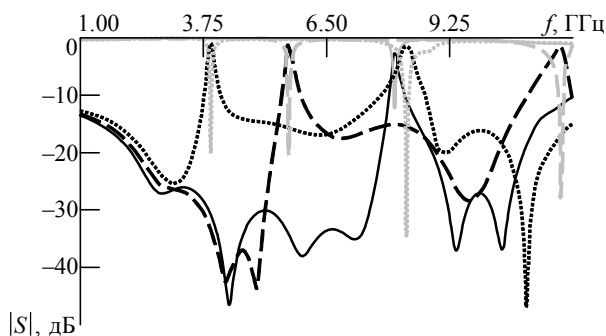


Рис. 4

Именно этот эффект лежит в основе разработки многомодовых ЭКР, рассмотренных далее.

### СШП-антенна с одной полосой запырания.

Верхняя сторона всех рассматриваемых дальше СШП-антенн выполнена по рис. 1. Нижняя сторона подложки изготовленной СШП-антенны с интегрированным ЭКР представлена на рис. 5. Размеры ЭКР указаны ранее, длина стороны резонатора  $L_1 = 7$  мм, что обеспечивает появление полосы запырания антенны на частоте 5.8 ГГц.

Распределение поверхностного тока на частоте запырания 5.8 ГГц показано на рис. 6. Рассчитанный (штриховая линия) и измеренный (сплошная)

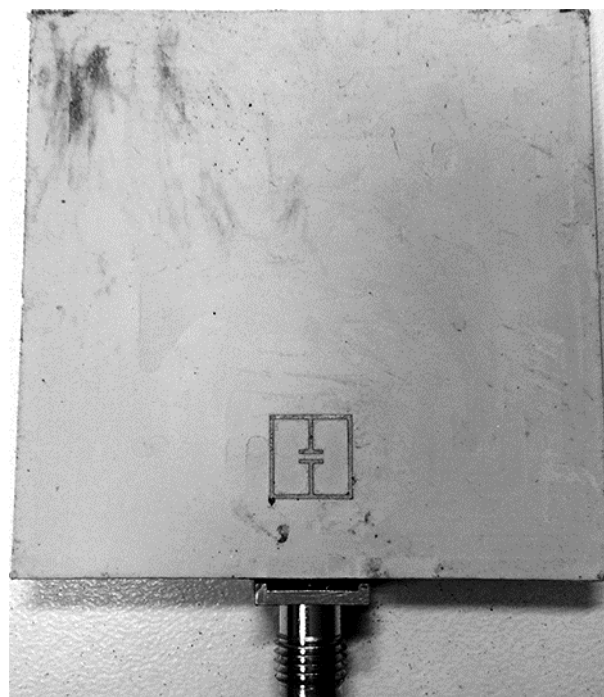


Рис. 5

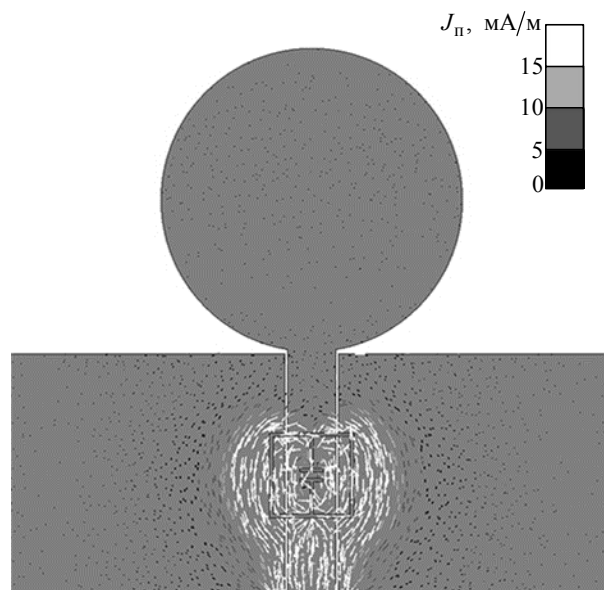
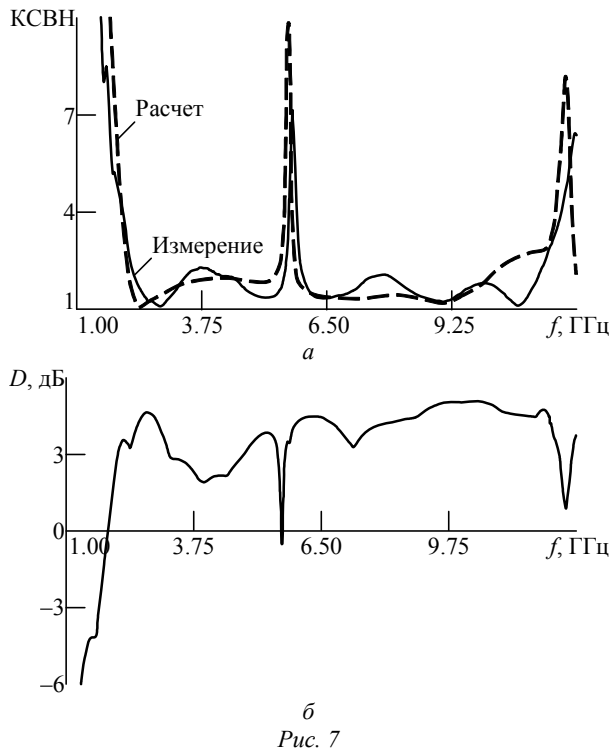


Рис. 6



КСВН даны на рис. 7, а, рассчитанный коэффициент усиления разработанной антенны – на рис. 7, б.

Для повышения частоты запыриания с 5.8 до 7.5 ГГц необходимо использовать ЭКР с меньшим размером  $L_1$ . Частично нижняя сторона подложки изготовленной СШП-антенны с полосой запыриания на частоте 7.5 ГГц изображена на рис. 8. Длина стороны  $L_1$  нового ЭКР составляет 5.3 мм, остальные размеры остались без изменения. Распределение поверхностного тока на частоте запыриания 7.5 ГГц дано на рис. 9, КСВН и коэффициент усиления антенны изображены на рис. 10, а, б

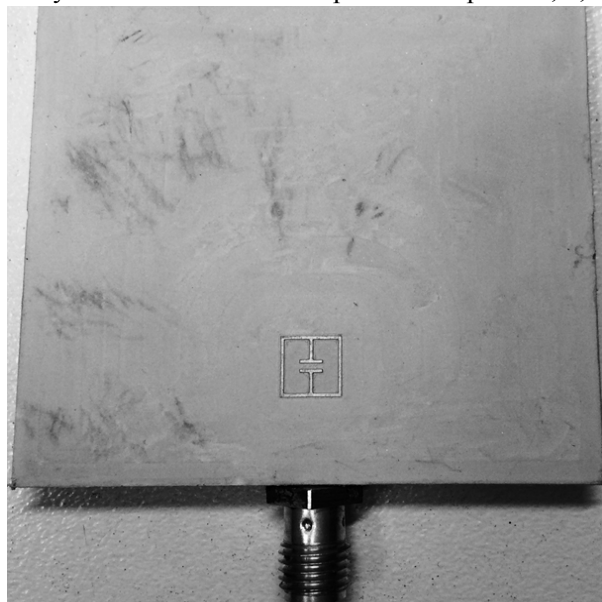


Рис. 8

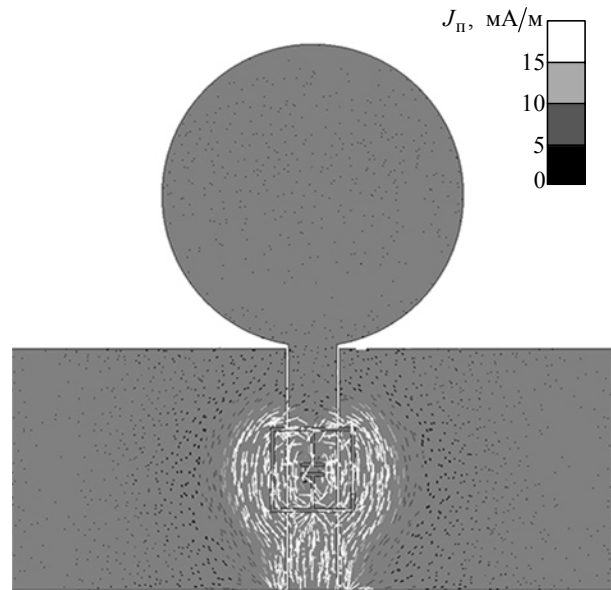
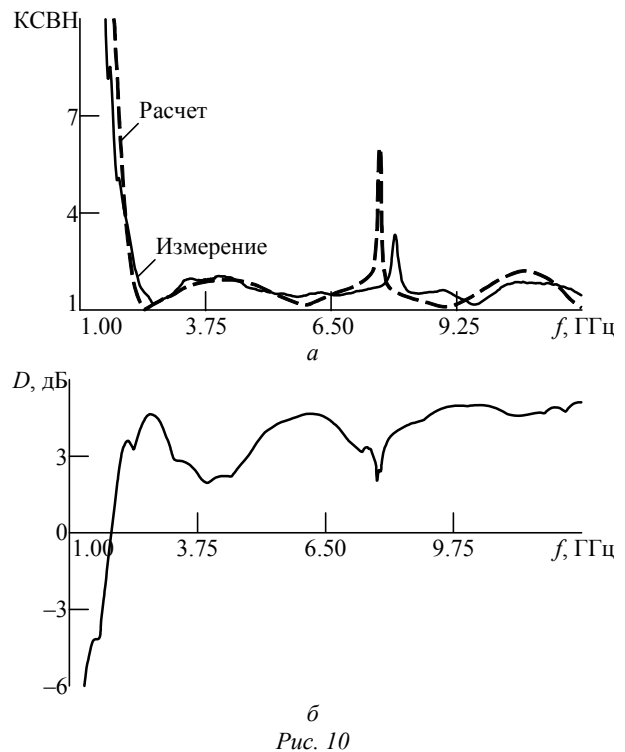


Рис. 9



соответственно.

#### СШП-антенна с двумя полосами запыриания.

Для реализации двухполосного запыриания в качестве одного из вариантов может быть использовано каскадное включение двух ЭКР различных размеров. Каждый из резонаторов настраивается отдельно на требуемую частоту. Нижняя сторона подложки изготовленной СШП-антенны с каскадным включением двух ЭКР представлена на рис. 11. Длины сторон  $L_1$  резонаторов равны 7 и 5.3 мм, что соответствует полосам запыриания на

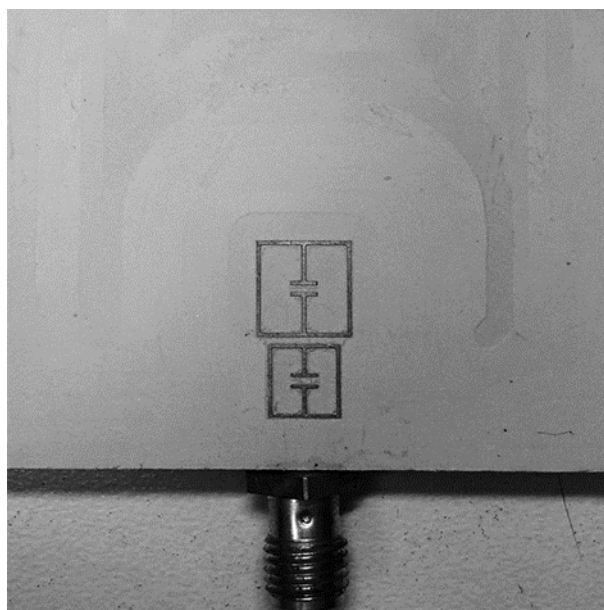


Рис. 11

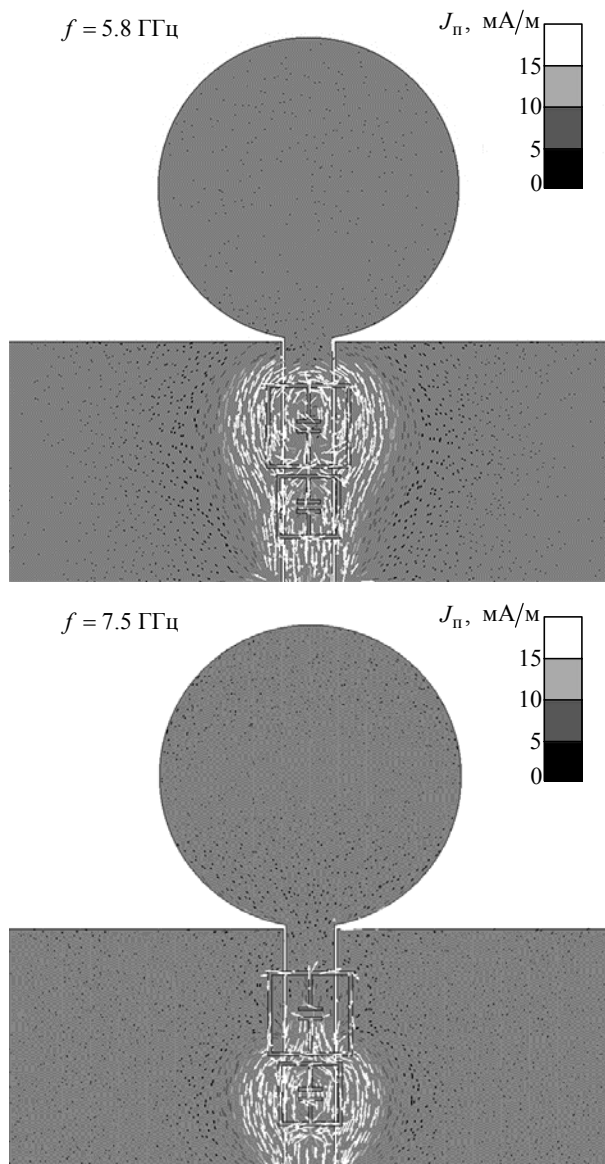


Рис. 12

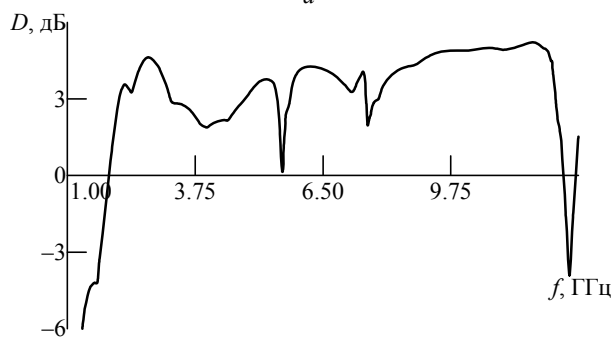
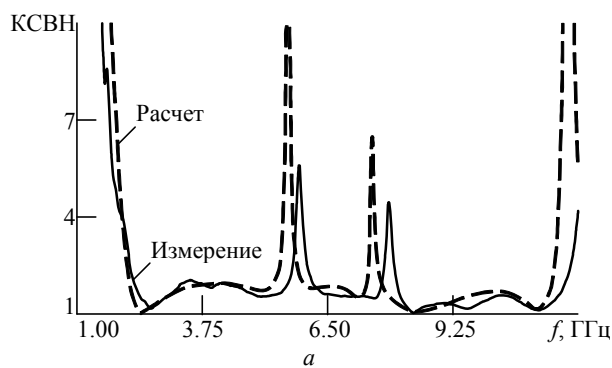


Рис. 13

частотах 5.8 и 7.5 ГГц. Остальные размеры обоих резонаторов оставлены неизменными.

Распределения поверхностного тока на частотах запитания 5.8 и 7.5 ГГц показаны на рис. 12; КСВН и коэффициент усиления антенны изображены на рис. 13, а и б соответственно.

**Двухмодовый электрический кольцевой резонатор.** Другой вариант реализации двухполосного запитания – использование компактного и простого в настройке двухмодового ЭКР, в котором один кольцевой резонатор меньших размеров помещен внутрь другого. Конструкция двухмодового ЭКР изображена на рис. 14, а, а структура, состоящая из такого резонатора, включенного в копланарную линию передачи – на рис. 14, б.

Частотные зависимости параметров матрицы рассеяния КПВ с интегрированным двухмодовым ЭКР с размерами  $W_0 = W_1 = W_2 = W_C = 0.5 \text{ мм}$ ,  $L_C = 3 \text{ мм}$ ,  $L_1 = 6 \text{ мм}$ ,  $L_2 = 8.7 \text{ мм}$ ,  $G_C = 0.2 \text{ мм}$ ,

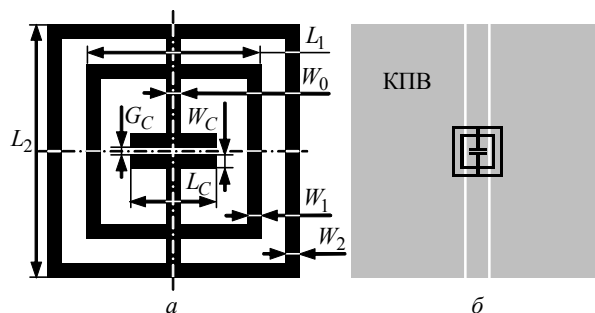


Рис. 14

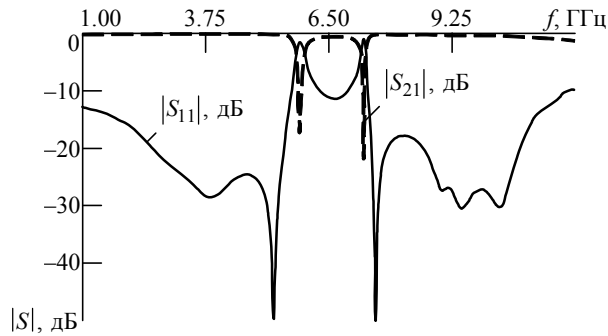


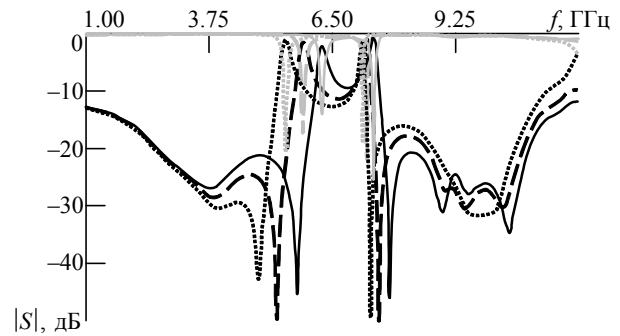
Рис. 15

представлены на рис. 15. Из представленных зависимостей следует, что использование размеров  $L_1 = 6$  мм,  $L_2 = 8.7$  мм позволяет реализовать полосы запираия на частотах 5.8 и 7.5 ГГц.

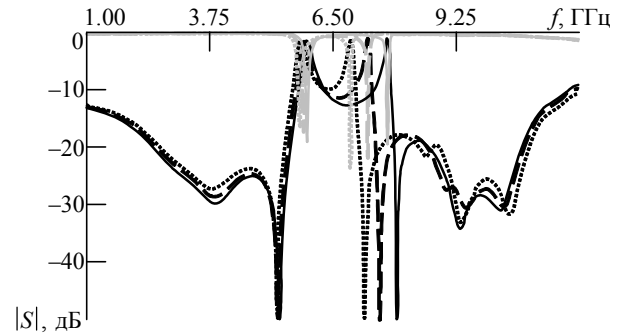
Первая резонансная частота, на которой происходит запираие электромагнитного сигнала, определяется первой модой внутреннего кольцевого резонатора, т. е. геометрическими размерами  $L_1$ ,  $W_1$ ,  $W_0$  и параметрами щелевого емкостного элемента  $L_C$ ,  $G_C$ . Вторая резонансная частота определяется второй модой внешнего кольцевого резонатора, т. е. геометрическими размерами  $L_2$ ,  $W_2$ . На обеих резонансных частотах двухмодовый ЭКР вносит рассогласование в импеданс копланарной линии передачи, обеспечивая тем самым отражение электромагнитной волны от входа структуры. За пределами резонансных частот двухмодовый ЭКР не влияет на работу КПВ.

Для подтверждения описанной связи резонансных частот с модами кольцевых резонаторов проведен параметрический анализ КПВ с интегрированным двухмодовым ЭКР. Вначале изменялся параметр резонатора  $L_1$ : 5.5, 6.0, 6.5 мм, а остальные размеры были равны значениям, указанным для ЭКР на рис. 15. Рассчитанные при этом частотные зависимости КСВН представлены на рис. 16, а. Серым цветом показаны зависимости  $S_{21}$ , черным – зависимости  $S_{11}$ ; пунктирные линии соответствуют  $L_1 = 6.5$  мм, штриховые –  $L_1 = 6$  мм, сплошные –  $L_1 = 5.5$  мм.

Затем варьировался параметр  $L_2$ : 8.2, 8.7 и 9.2 мм при  $L_1 = 6$  мм и прежних значениях остальных параметров. Частотные зависимости КСВН представлены на рис. 16, б. Пунктиром показаны результаты для  $L_2 = 9.2$  мм, штриховыми линиями – для  $L_2 = 8.7$  мм, сплошными – для  $L_2 = 8.2$  мм.



а



б

Рис. 16

Из графиков рис. 16 следует, что  $L_1$  существенно влияет только на нижнюю резонансную частоту, а  $L_2$  – только на верхнюю.

**СШП-антенна с двумя полосами запираия на основе двухмодового электрического кольцевого резонатора.** Нижняя сторона подложки изготовленной СШП-антенны с интегрированным двухмодовым ЭКР изображена на рис. 17. Размеры двухмодового резонатора равны значениям, указанным для ЭКР на рис. 15, а.

Распределение поверхностного тока на частотах запираия 5.8 и 7.5 ГГц представлены на рис. 18; КСВН и коэффициент усиления антенны – на рис. 19, а, б соответственно.

**СШП-антенна с тремя полосами запираия.** Для реализации трехполосного запираия предложен трехмодовый ЭКР, содержащий три кольцевых резонатора различных размеров, вложенных друг в друга. Конструкция трехмодового ЭКР, позволяющая реализовать трехполосное запираие, изображена на рис. 20.

Первая резонансная частота, на которой происходит запираие электромагнитного сигнала, определяется первой модой внутреннего кольцевого резонатора, т. е. геометрическими размерами  $L_1$ ,  $W_1$ ,  $W_0$  и параметрами щелевого емкостного элемента  $L_C$ ,  $G_C$ . Вторая резонансная частота определяется второй модой внешнего кольцевого резонатора, т. е. геометрическими размерами  $L_2$ ,  $W_2$ .

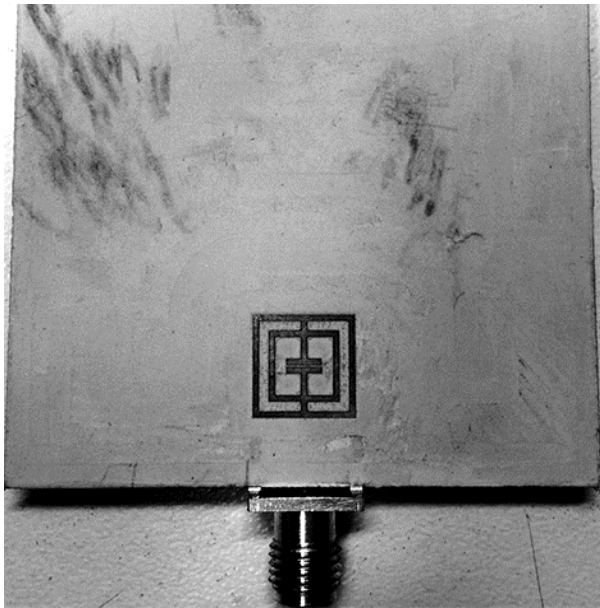


Рис. 17

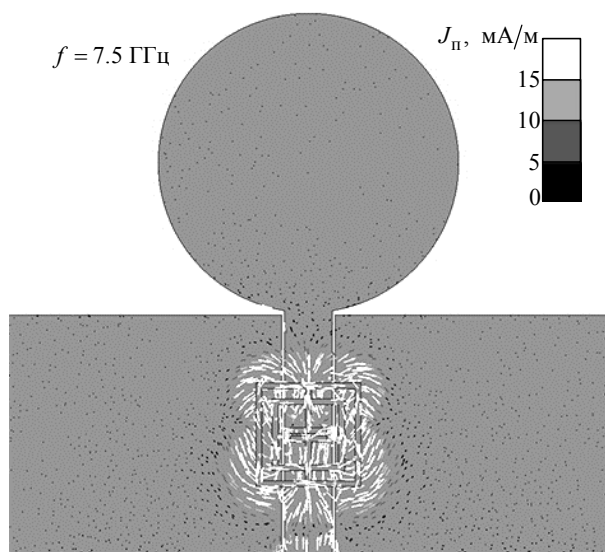
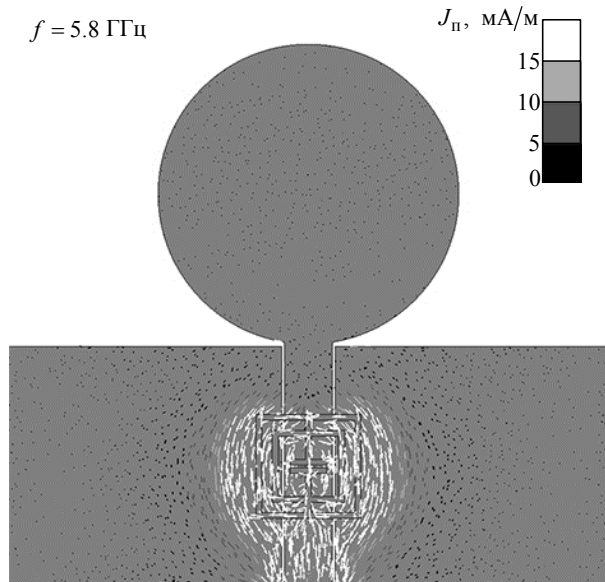


Рис. 18

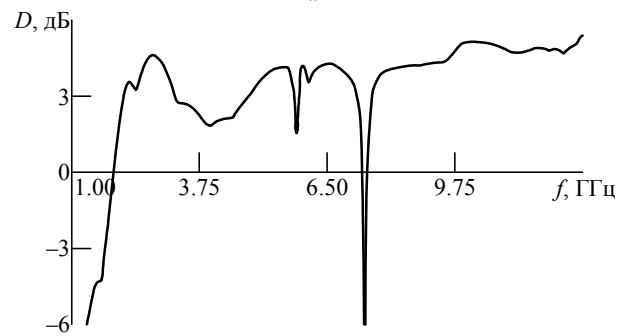
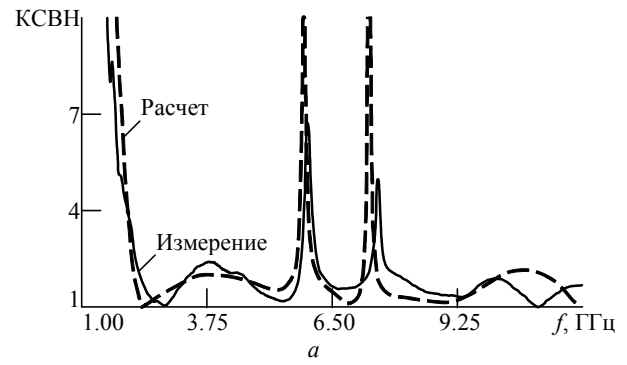


Рис. 19

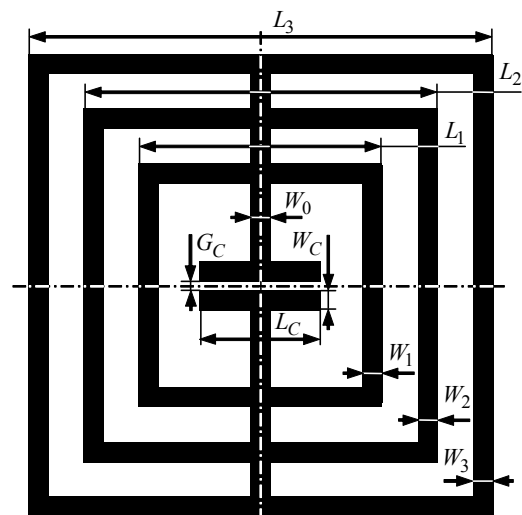


Рис. 20

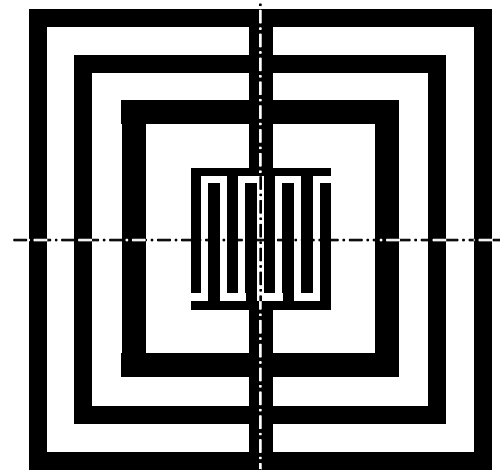


Рис. 21

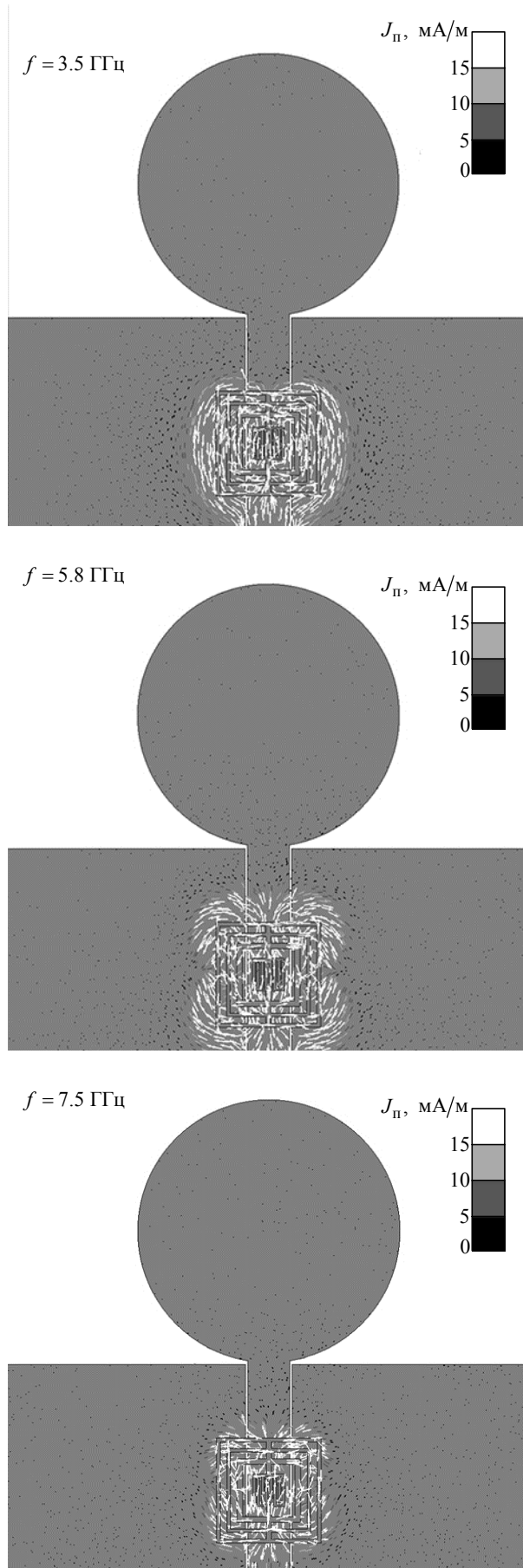
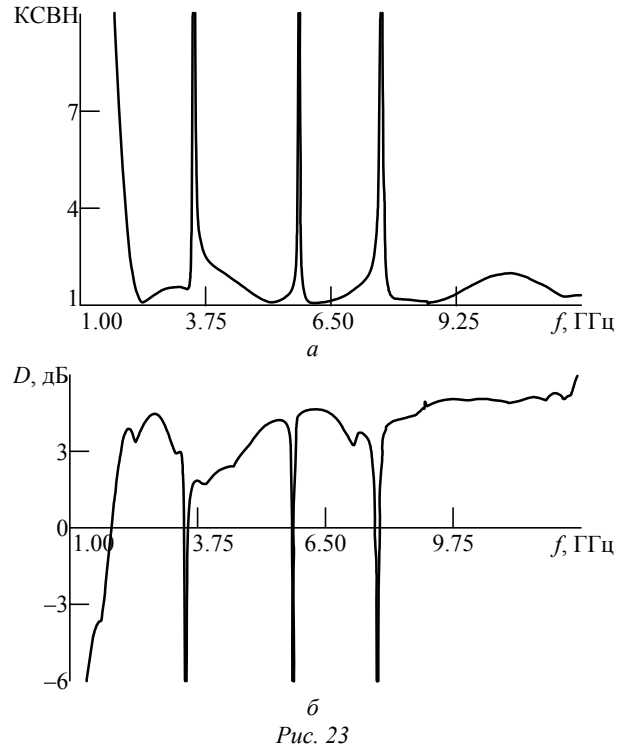


Рис. 22



натора, т. е. геометрическими размерами  $L_3$ ,  $W_3$ . Третья (самая высокая) резонансная частота определяется второй модой среднего кольцевого резонатора – геометрическими размерами  $L_2$ ,  $W_2$ .

Для реализации СШП-антенны с трехполосным запиранием на частотах 3.5, 5.8 и 7.5 ГГц предложена конструкция трехмодового ЭКР с размерами:  $W_0 = W_1 = 0.5 \text{ мм}$ ,  $W_2 = W_3 = 0.35 \text{ мм}$ ,  $L_1 = 6 \text{ мм}$ ,  $L_2 = 8 \text{ мм}$ ,  $L_3 = 10 \text{ мм}$ . В данном случае для реализации первой полосы запираения на частоте 3.5 ГГц потребовалось увеличить емкость щелевого элемента резонатора путем использования встречно-штыревого конденсатора (рис. 21).

Распределение поверхностного тока на частотах запираения 3.5, 5.8 и 7.5 ГГц изображено на рис. 22; КСВН и коэффициент усиления антенны представлены на рис. 23,  $a$  и  $b$  соответственно.

В настоящей статье приведены результаты моделирования и исследования печатных СШП-антенн с ЭКР для обеспечения полосно-заграждающей характеристики. Продемонстрировано, что использование ЭКР в составе СШП-антенны позволяет легко реализовать одну или несколько узких полос запираения на требуемых частотах.

Автор выражает благодарность профессору И. Б. Вендик за полезные дискуссии.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Federal Communications Commission, First Report and Order, FCC 02-48, Febr. 14, 2002. URL: [https://www.fcc.gov/Bureaus/Engineering\\_Technology/Orders/2002/fcc02048.pdf](https://www.fcc.gov/Bureaus/Engineering_Technology/Orders/2002/fcc02048.pdf) (дата обращения 28.06.2016).
2. Решение ГРЧ № 09-05-02 от 15 декабря 2009 г. URL: [minsvyaz.ru/common/upload/prot\\_09-05.pdf](http://minsvyaz.ru/common/upload/prot_09-05.pdf) (дата обращения 28.06.2016).
3. Mandal T., Das S. Design and Analysis of a Coplanar Waveguide Fed Ultra wideband Hexagonal Open Slot Antenna with WLAN and Wimax Band Rejection // *Microw. and Opt. Technol. Lett.* 2014. Vol. 56, iss. 2. P. 434–443.
4. Multiband And Wideband Planar Antenna for WLAN And Wimax Applications / X. Dong, Z. Liao, J. Xu, Q. Cai, G. Liu // *Progress in Electromagnetics Research Letters*. 2014. Vol. 46. P. 101–106.
5. Karimian R., Oraizi H., Fakhte S. Design of a Compact Ultra-Wide-Band Monopole Antenna with Band Rejection Characteristics // *IET Microwaves, Ant. & Prop.* 2014. Vol. 8, iss. 8. P. 604–610.
6. A CPW-Fed Dual-Band-Notched Antenna with Sharp Skirt Selectivity for UWB Applications / D. Dong, S. Chen, Z. Liao, G. Liu / *Int. J. of Ant. and Prop.* 2014. Vol. 2014. 7 p.
7. Planar Ultra Wideband Monopole Antenna with Tri-Notch Band Characteristics / S. K. Venkata, M. Rana, P. S. Bakariya, S. Dwari, M. Sarkar // *Progress in Electromagnetics Research C*. 2014. Vol. 46. P. 163–170.
8. Bakariya P. S, Dwari S., Sarkar M. Triple Band Notch UWB Printed Monopole Antenna with Enhanced Bandwidth / *AEU – Int. J. of Electronics and Communications*. 2015. Vol. 69, iss. 1. P. 26–30.
9. Sarkar D., Srivastava K. V., Saurav K. A Compact Microstrip-Fed Triple Band-Notched UWB Monopole Antenna // *IEEE Ant. and Wireless Prop. Lett.* 2014. Vol. 13. P. 396–399.
10. Electromagnetic Behaviors of Thin Film CPW-Fed CSRR Loaded on UWB Transparent Antenna / M. S. A. Rani, S. K. A. Rahim, M. R. Kamarudin, T. Peter, S. W. Cheung, B. M. Saad / *IEEE Ant. and Wireless Prop. Lett.* 2014. Vol. 13. P. 1239–1242.
11. A Compact CPW-Fed Antenna with Dual Band-Notched Characteristics for UWB Applications / X. Wang, L. Wang, H. Zhou, W. Lu / *Microw. Opt. Technol. Lett.* 2014. Vol. 56. P. 1047–1049.
12. Analysis of CPW-Fed UWB Antenna for Wimax and WLAN Band Rejection / S. Jacob, A. O. Lindo, C. M. Nijas, C. K. Aanandan, P. Mohanan // *Progress in Electromagnetics Research C*. 2014. Vol. 52. P. 83–92.
13. Liu H., Xu Z. Design of UWB Monopole Antenna with Dual Notched Bands Using One Modified Electromagnetic-Bandgap Structure // *The Scientific World J.* 2013. Vol. 2013. 9 p.
14. Design of WLAN Band Notched UWB Monopole Antenna with Stepped Geometry Using Modified EBG Structure / G. K. Pandey, H. S. Singh, P. K. Bharti, M. K. Meshram // *Progress in Electromagnetics Research B*. 2013. Vol. 50. P. 201–217.
15. Compact Planar Monopole Antenna with Dual Band Notched Characteristics Using T-Shaped Stub and Rectangular Mushroom Type Electromagnetic Band Gap Structure for UWB and Bluetooth Applications / R. Singh, G. K. Pandey, M. Agarwal, H. S. Singh, P. K. Bharti, M. K. Meshram / *Wireless Personal Communications*. Vol. 78, iss. 1. P. 215–230.
16. Peng L., Ruan C. L. Design and Time-Domain Analysis of Compact Multi-Band-Notched UWB Antennas with EBG Structures / *Progress in Electromagnetics Research B*. 2013. Vol. 47. P. 339–357.
17. Electromagnetic Behaviors of Thin Film CPW-Fed CSRR Loaded on UWB Transparent Antenna / M. S. A. Rani, S. K. A. Rahim, M. R. Kamarudin, T. Peter, S. W. Cheung, B. M. Saad // *IEEE Ant. and Wireless Prop. Lett.* 2014. Vol. 13. P. 1239–1242.
18. Sarkar D., Srivastava K. V., Saurav K. A Compact Microstrip-Fed Triple Band-Notched UWB Monopole Antenna // *IEEE Ant. and Wireless Prop. Lett.* 2014. Vol. 13. P. 396–399.
19. Siddiqui J. Y., Saha C., Antar Y. M. M. Compact SRR Loaded UWB Circular Monopole Antenna with Frequency Notch Characteristics // *IEEE Trans. on Ant. and Prop.* 2014. Vol. 62, iss. 8. P. 4015–4020.
20. A Novel CPW-fed Disc Antenna / S.-Y. Suh, W. Stutzman, W. Davis, A. Waltho, J. Schiffer // *Ant. and Prop. Society Int. Symp.*, 20–25 June 2004, Monterey. Piscataway: IEEE, 2004. Vol. 3. P. 2919–2922.
21. Schurig D., Mock J. J., Smith D. R. Electric-Field-Coupled Resonators for Negative Permittivity Metamaterials // *Appl. Phys. Lett.* 2006. Vol. 88. P. 04119.
22. Withayachumnankul W., Fumeaux C., Abbott D. Near-Field Interactions in Electric Inductive–Capacitive Resonators for Metamaterials // *J. of Physics D: Applied Physics*. 2012. Vol. 45, iss. 48. P. 1–7.

A. S. Rusakov

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

### Planar UWB Antenna with Notched Bands

*The ultra-wideband (UWB) monopole antennas are designed to provide the impedance bandwidth of the wideband response from 2.5 to 12 GHz. To achieve single-, dual-, or triple-band notched characteristics at desirable frequencies, the electric ring resonator incorporated into the CPW feed line is used in the planar configuration of the UWB antenna. The notched frequency bands are controlled by dimensions of the ERR structure. The results of simulations and measurements are in good agreement.*

Ultra-wideband antenna, band notch, electric ring resonator, multimode resonator, dual-band notched, triple-band notched

Статья поступила в редакцию 4 апреля 2016 г.

УДК 621.396.677

Л. М. Любина

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

## Расширение полосы рабочих частот вибраторной фазированной антенной решетки с помощью пассивных планарных элементов<sup>1</sup>

*Приведены результаты электродинамического моделирования бесконечной вибраторной фазированной антенной решетки (ФАР) с пассивными планарными элементами, размещенными над проводящей плоскостью. Представлены частотные зависимости коэффициентов отражения в трактах питания элементов и динамические характеристики коэффициента усиления для конечных ФАР, построенных на основе бесконечной модели. Рассмотрены перспективные с точки зрения расширения полосы рабочих частот варианты геометрии ФАР.*

### Бесконечная фазированная антенная решетка, полоса рабочих частот, добротность, ячейка Флоке

При проектировании современных фазированных антенных решеток (ФАР) представляет большой интерес исследование структур с малым межэлементным расстоянием, в которых добротность излучателей с учетом взаимного влияния элементов была бы низкой при обеспечении широкоугольного режима сканирования. Подобные структуры исследованы, например, в [1], [2], где найдена геометрия ряда вариантов ФАР из ленточных вибраторных излучателей над проводящим экраном, работающих в полосе частот около октавы. Возможность расширения полосы ФАР за счет межэлементных связей при уменьшении шага решетки также подтверждается в [3], [4], где анализ добротности выполнен на основе интегрирования ближних полей элементов с применением теоремы Флоке и последующим вычислением реактивной и активной энергии [5].

Исследуемая в [1]–[4] геометрия ФАР, перспективная с точки зрения построения широкополосных антенн, предполагает существенное усложнение системы питания. Один из возможных путей упрощения диаграммообразующей схемы (ДОС) при проектировании ФАР заключается в уменьшении количества активных излучателей за счет ввода в структуру пассивных элементов для усиления межэлементных связей. Это позволит снизить необходимое число фазовращателей, стоимость которых в настоящее время составляет до 90 % от всей стоимости ФАР [6].

В настоящей статье методом электродинамического моделирования исследуются характеристики бесконечной однослойной вибраторной ФАР над проводящим экраном, состоящей из комбинации активных и пассивных элементов. Целью исследования является поиск оптимальной геометрии ФАР, в которой за счет применения пассивных элементов удастся реализовать широкую полосу рабочих частот при некотором уменьшении числа фазовращателей.

Исследуемая ФАР представлена на рис. 1, а. Вибраторы 1 расположены с шагом  $a = 0.6\lambda$  ( $\lambda$  – длина волны излучения) в  $E$ -плоскости и шагом  $b$  в  $H$ -плоскости, изменяемым в процессе моделирования. Вибраторы расположены на расстоянии  $d$  от проводящей поверхности 3 и запитаны в своих центрах от источников 2. Элементарный активный диполь ФАР (1 – рис. 1, б) длиной  $L = 0.5\lambda$  и шириной  $W = 0.005\lambda$  расположен на расстоянии  $d$  от проводящей поверхности (3 – рис. 1, а). В структуру диполя дополнительно введены расположенные в его плоскости планарные пассивные элементы с размерами  $2L_p = 0.21\lambda$ ,  $2W_p = b - 0.05\lambda$  и расстоянием между ними в  $H$ -плоскости  $Z_p = 0.05\lambda$ , выбранными с точки зрения минимизации добротности при указанных шаге диполей в составе ФАР в  $E$ -плоскости и длине активного диполя.

Электродинамический анализ выполнялся численно методом конечного интегрирования, добротность рассчитывалась из частотной зависимости входного импеданса излучателя по известной

<sup>1</sup> Исследование выполнено при финансовой поддержке Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере.

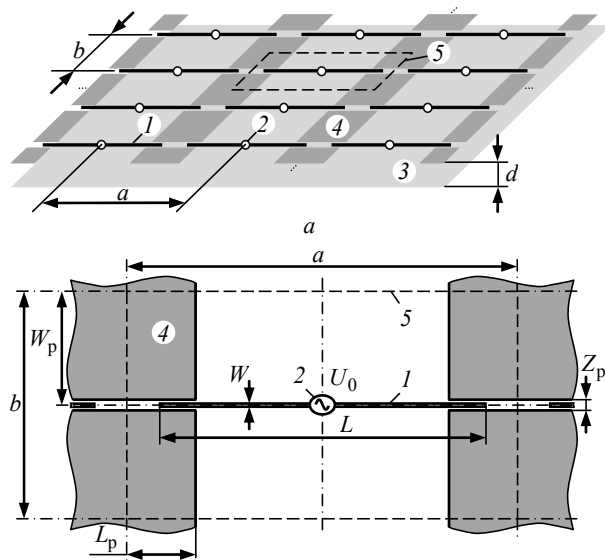


Рис. 1

методике [7]. Размеры ячейки Флоке (5 – рис. 1,  $a$  и  $b$ ) составляли  $a \times b$ . Зависимости для бесконечной плотноупакованной вибраторной ФАР без пассивных элементов представлены далее серыми кривыми, с пассивными элементами – черными.

На рис. 2 представлена рассчитанная зависимость добротности элементарного диполя в составе бесконечной ФАР с пассивными элементами от шага решетки  $b$  в  $H$ -плоскости в сравнении с результатами для плотноупакованной вибраторной ФАР без пассивных элементов [1], [2]. Минимум добротности для ФАР с пассивными элементами с  $d = 0.2\lambda$  наблюдается при  $b = 0.35\lambda$ , с  $d = 0.15\lambda$  – при  $b = 0.275\lambda$ , причем эти значения превышают позиции, соответствующие минимумам  $Q$  для ФАР без пассивных элементов, при тех же значениях  $d$ . Таким образом, использование пассивных элементов в составе ФАР позволяет достичь рабочей полосы частот, сравнимой с полосой плотноупакованной ФАР, при большем шаге решетки в  $H$ -плоскости.

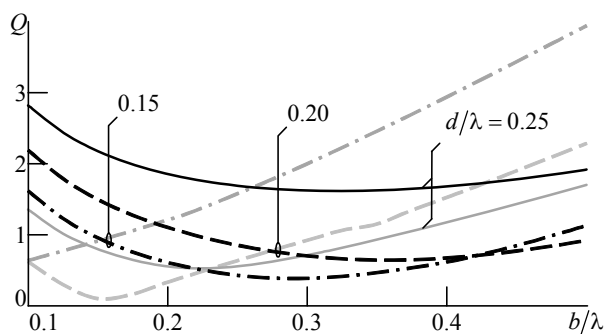


Рис. 2

Анализ эффектов сканирования луча в  $E$ - и  $H$ -плоскостях для бесконечных ФАР показывает, что введение в излучающий раскрыв пассивных элементов позволяет несколько улучшить динамические характеристики по сравнению с результатами, рассмотренными в [1], [2]. Из зависимостей  $Q(\theta)$  (рис. 3) следует, что для  $d = 0.15\lambda$  и  $0.2\lambda$  при углах сканирования в  $H$ -плоскости  $0 \dots 60^\circ$  от нормали, а в  $E$ -плоскости  $0 \dots 40^\circ$  от нормали ФАР с пассивными элементами обладают меньшими значениями добротности по сравнению с ФАР без пассивных элементов. Это свидетельствует о возможности построения широкополосных бесконечных плотноупакованных вибраторных ФАР [2] при больших размерах ячейки Флоке в  $H$ -плоскости и, как следствие, при меньшем количестве необходимых для построения антенны активных элементов.

Для сравнения характеристик антенны предложенной геометрии с известными решениями [1], [2] по широкополосности и выигрышу в количестве фазовращателей зафиксируем площадь излучающего раскрыва ФАР и ряд конструктивных параметров. Представленные далее результаты получены при постоянных значениях  $W = 0.005\lambda$ ,  $a = 0.6\lambda$ ,  $d = 0.15\lambda$ ,  $L = 0.5\lambda$ ,  $2L_p = 0.21\lambda$ ,  $Z_p = 0.05\lambda$ . Изменяемые параметры сведены в таблицу, где  $m, n$  – число элементов конечных ФАР в  $H$ - и  $E$ -плоскостях соответственно. Так как в известных ФАР шаг расположения излучателей ограничен снизу значением, несколько превышающим  $0.5\lambda$  и сверху – значением, при котором в

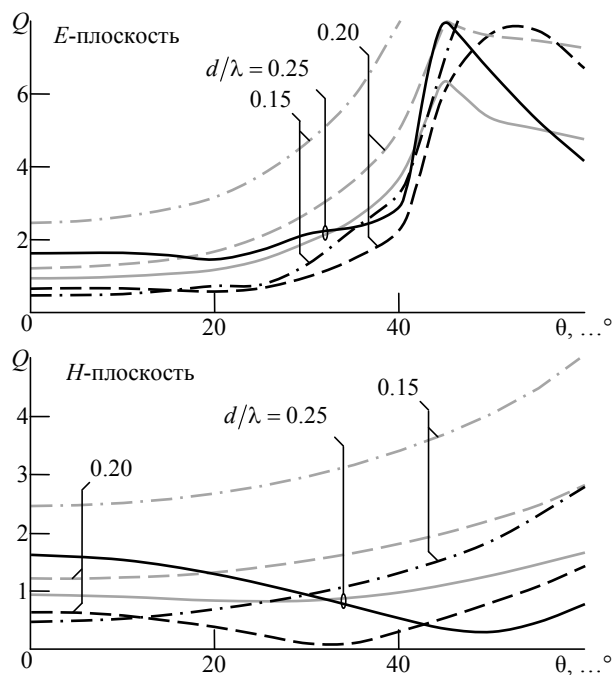


Рис. 3

| $2W_p/\lambda$ | $b/\lambda$ | $f_B/f_H$    | $m \times n$                     | $mn/(m_0n_0)$ |
|----------------|-------------|--------------|----------------------------------|---------------|
| —              | <b>0.60</b> | <b>1.070</b> | <b><math>10 \times 10</math></b> | <b>1</b>      |
| 0.40           | 0.45        | 1.761        | $13 \times 10$                   | 1.3           |
| 0.25           | 0.30        | 2.185        | $20 \times 10$                   | 2             |
| 0.15           | 0.20        | 2.257        | $30 \times 10$                   | 3             |
| —              | 0.15        | 1.948        | $40 \times 10$                   | 4             |
| —              | 0.30        | 1.745        | $20 \times 10$                   | 2             |

диаграмме направленности ФАР возникают существенные дифракционные лепестки, сравнение предлагаемых антенн проводилось с базовой ФАР, для которой  $b = 0.6\lambda$  и число элементов  $m_0 = n_0 = 10$ . Параметры указанной ФАР в таблице выделены жирным шрифтом.

Анализ характеристик для конечных ФАР выполнялся на основе результатов расчета бесконечной модели с использованием стандартной методики [8]. На основании данных численного моделирования, представленных на рис. 4, 5, проведена оценка коэффициента перекрытия исследуемых вариантов антенн по частоте  $f_B/f_H$ , где  $f_B$  и  $f_H$  — верхняя и нижняя границы диапазона соответственно. Определение значения  $f_B/f_H$  выполнено по уровню  $|S_{11}| = -10$  дБ (рис. 4). Согласно рис. 5 в пределах полосы рабочих частот рассматриваемых конечных ФАР (таблица и рис. 4) коэффициент усиления (КУ) антенн в синфазном режиме различается не более чем на 2 дБ. Такие потери можно считать приемлемыми, учитывая возможность сокращения за их счет числа актив-

ных излучателей в составе ФАР при полосе рабочих частот, сравнимой с октавой.

Отметим, что полученные данные согласуются с предварительной оценкой широкополосности, выполненной на основании рис. 2 для  $d = 0.15\lambda$ . Ранее было сделано предположение о возможном расширении полосы рабочих частот антенны для  $b \geq 0.16\lambda$ . Несмотря на отмеченный минимум в точке  $b = 0.275\lambda$ , исходя из рис. 4, 5 можно сделать вывод, что наибольшей полосой ( $f_B/f_H = 2.257$ ) обладает ФАР с пассивными элементами при  $b = 0.2\lambda$  и  $m \times n = 30 \times 10$ .

Основные результаты моделирования конечных ФАР представлены в таблице, из которой следует, что введение в геометрию вибраторной ФАР пассивных элементов является одним из возможных способов расширения полосы рабочих частот. При этом возможно увеличение шага решетки в  $H$ -плоскости по сравнению с решениями [1], [2]. Например, заменив плотноупакованную ФАР с  $m \times n = 40 \times 10$  и полосой  $1.948 f_B/f_H$ , полученную по материалам [1], ФАР с пассивными элементами с  $m \times n = 30 \times 10$  и полосой  $2.257 f_B/f_H$ , можно сократить количество активных элементов на 25 %.

Кроме того, при использовании пассивных элементов в ФАР удается достичь полосы рабочих частот, сравнимой с полученной для плотноупакованной вибраторной ФАР. При этом для ФАР с пассивными элементами шаг решетки в

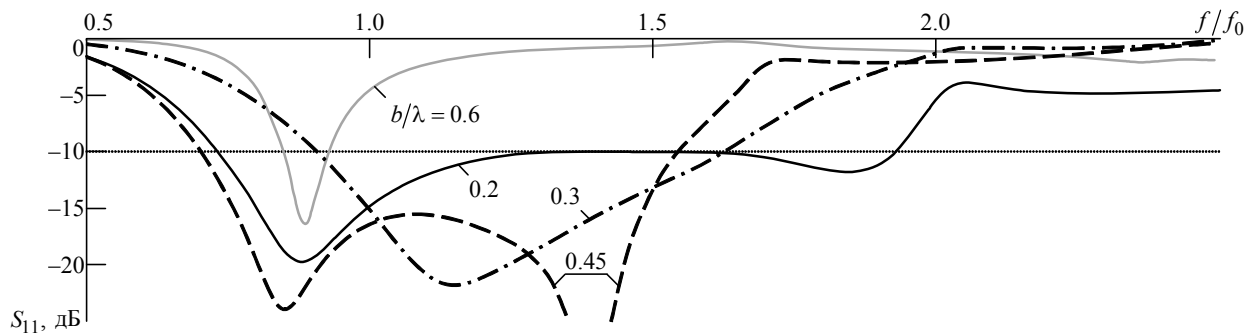


Рис. 4

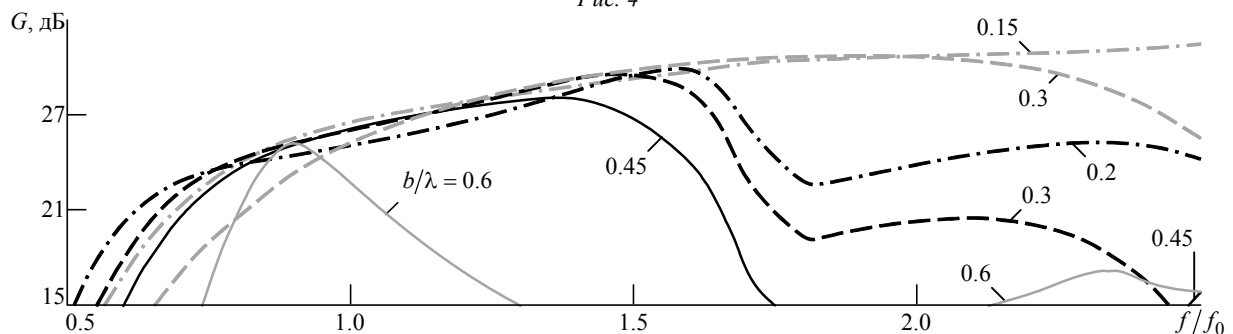


Рис. 5

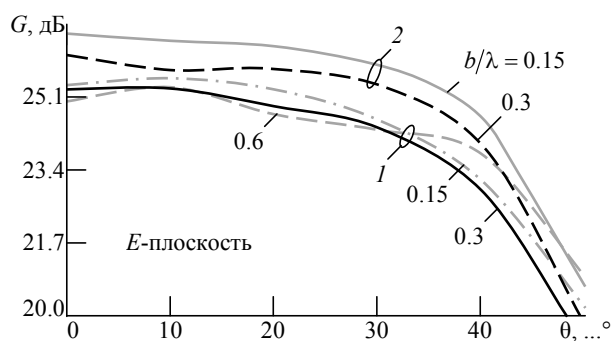
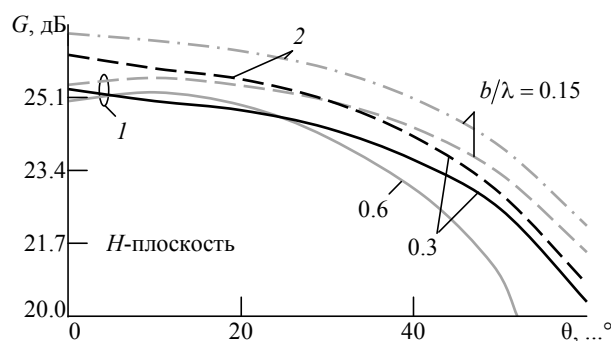


Рис. 6



$H$ -плоскости будет больше, чем в обычной ФАР. Например, используя вместо плотноупакованной ФАР с размерами  $m \times n = 20 \times 10$  ФАР с пассивными элементами и размерами  $m \times n = 13 \times 10$ , можно уменьшить количество фазовращателей на 35 %.

Указанный выигрыш в широкополосности при менее плотной упаковке в  $H$ -плоскости сказывается на динамических характеристиках ФАР. На рис. 6 представлены зависимости КУ от угла сканирования в  $E$ - и  $H$ -плоскостях для следующих геометрий: вибраторная ФАР с  $b = 0.6\lambda$  и  $m_0 = n_0 = 10$ , вибраторная ФАР с  $b = 0.15\lambda$  и  $m \times n = 40 \times 10$ , ФАР с пассивными элементами с  $b = 0.3\lambda$  и  $m \times n = 20 \times 10$  (см. таблицу). Сравнение результатов проведено как в пределах полосы рабочих частот базовой ФАР, так и вне ее.

Как видно из рис. 6, в пределах полосы рабочих частот базовой ФАР (кривые 1) в  $E$ -плоскости проигрыш по КУ антенны с пассивными элементами и  $b = 0.3\lambda$  относительно базовой составляет до 1.5 дБ и относительно ФАР с  $b = 0.15\lambda$  без пассивных элементов – до 0.5 дБ. В  $H$ -плоскости ФАР с пассивными элементами уже при угле сканирования  $30^\circ$  обладает КУ, превышающим значение для базовой ФАР, уступая плотноупакованной вибраторной ФАР  $b = 0.15\lambda$  в рассматриваемом диапазоне углов до 1.16 дБ. Вне полосы рабочих частот базовой вибраторной ФАР (кривые 2)

для ФАР с пассивными элементами наблюдается уменьшения уровня КУ на 0.1...0.85 дБ в  $E$ -плоскости и 0.1...1.16 дБ в  $H$ -плоскости по сравнению с плотноупакованными ФАР.

Представленные в настоящей статье результаты электродинамического моделирования характеристик плоского дипольного излучателя в составе бесконечной ФАР показывают, что введение пассивных планарных элементов позволяет достичь широкополосности, сравнимой с плотноупакованными ФАР или превосходящей их при одновременном большем шаге решетки в  $H$ -плоскости. Однако это происходит за счет незначительного ухудшения динамических характеристик и уменьшения уровня КУ по отношению к ФАР, представленным в [1], [2].

Анализ характеристик конечных ФАР с одинаковой площадью излучающего раскрытия антенны, построенных на основе бесконечных моделей, позволил сделать вывод, что для ФАР с пассивными элементами можно достичь полосы рабочих частот порядка октавы, аналогичной ФАР из [1], [2], при меньшем количестве активных излучателей решетки (до 35 % в рассмотренных в настоящей статье случаях). Это позволяет считать рассмотренные геометрии перспективными с точки зрения построения широкополосных ФАР при более простой системе питания, чем для ФАР с малым межэлементным расстоянием.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сугак М. И., Шарапова Ю. И. Характеристики широкополосных вибраторных ФАР с малым межэлементным расстоянием // Электроника и микроэлектроника СВЧ: сб. докл. Всерос. конф., Санкт-Петербург, 3–6 июня 2013 г. // URL: <http://mwelectronics.ru/2013/stend.html> (дата обращения 02.07.2016).
2. Сугак М. И., Шарапова Ю. И. Добротность вибраторных излучателей в составе бесконечной ФАР // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2013. № 2. С. 3–7.
3. Любина Л. М., Сугак М. И. Электродинамический анализ добротности вибраторного излучателя в

составе многослойной ФАР // 68-я науч.-техн. конф. профес.-препод. состава ун-та: сб. докл. студентов, аспирантов и молодых ученых. Санкт-Петербург, 28 янв.–5 февр. 2015 г. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2015. С. 23–27.

4. Любина Л. М., Сугак М. И. Анализ добротности многослойного печатного излучателя в составе бесконечной ФАР // Сб. докл. Юбилейной 70-й Всерос. науч.-техн. конф., посвященной Дню радио. Санкт-Петербург, 21–29 апр. 2015 г. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2015. С. 6–9.

5. Kwon D. H., Pozar D. M. Energy Storage and Radiation Q of Infinite Planar Dipole Phased Arrays // IEEE Trans. on Ant. and Propag. 2014. Vol. AP-62, iss. 1. P. 153–162.

6. Воскресенский Д. И. Антенны и устройства СВЧ. Проектирование фазированных антенных решеток: учеб. пособие. М.: Радио и связь, 1981. 436 с.

7. Yaghjian A. D., Best S. R. Impedance, bandwidth, and Q of antenna // IEEE Trans. on Ant. and Propag. 2005. Vol. 53, iss. 4. P. 1298–1324.

8. Марков Г. Т., Сазонов Д. М. Антенны. М.: Энергия, 1975. 528 с.

L. M. Lyubina

*Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"*

### **Expansion of Dipole Phased Array Bandwidth by Passive Planar Elements**

*The results of modeling of infinite dipole phased antenna array (PAA) over conducting plane with passive planar elements are presented. It shows frequency dependences of the reflection coefficients in feeders and dynamic characteristics of the gain for the finite PAA that are based on infinite model. Perspective in terms of bandwidth expanding variants of geometry are considered.*

Infinite phased antenna array, bandwidth, quality factor, floquet cell

Статья поступила в редакцию 14 марта 2016 г.



УДК 621.396.933

Н. Е. Липаков

АО "Всероссийский научно-исследовательский институт радиоаппаратуры"  
("ВНИИРА") (Санкт-Петербург)

## Применение единого точного времени в системе ранговой синхронизации подвижных абонентов

*Рассмотрены принципы построения системы межсамолетной навигации, использующей в подсистеме ранговой синхронизации автономное и единое точное время. Предложен улучшенный алгоритм работы подсистемы ранговой синхронизации, обеспечивающий взаимодействие группы абонентов в условиях непостоянства связи с источником единого точного времени.*

### Межсамолетная навигация, ранговая синхронизация, ранжирующие признаки, единое точное время

Основные принципы построения локальной радиотехнической системы (ЛРТС) межсамолетной навигации (МСН) изложены в [1]–[3], а принципы построения подсистемы ранговой синхронизации (ПРС) абонентов системы ЛРТС МСН, обеспечивающие устойчивое взаимодействие в автономной группе непостоянного состава, – в [4], [5], продолжением которых является данная статья.

Основной задачей, решаемой ПРС, является согласование автономных шкал времени (ШВ) некоторого числа абонентов системы ЛРТС МСН  $N$ , работающей по принципу множественного доступа с временным разделением. При таком построении каждому абоненту выделяется свой рабочий интервал (РИ), последовательность которых образует полный цикл информационного обмена длительностью  $T_c$ . Момент  $t_{0i}$  начала цикла информационного обмена – "нуля" автономной шкалы времени  $i$ -го абонента однозначно связан с моментом  $t_{S_i}$  излучения им в своем РИ <sub>$i$</sub>  синхронизирующих импульсов  $S_i$  следующим образом:

$$t_{S_i} = (i - 1)T_{\text{РИ}} + \Delta t_s,$$

где  $T_{\text{РИ}} = T_c / N$  – длительность одного рабочего интервала;  $\Delta t_s$  – однозначно заданное в системе положение синхроимпульса в пределах рабочего интервала (рис. 1).

Общее согласование ШВ в системе заключается в подстройке временных сеток всех абонентов под ШВ одного из них, выбираемого по опре-

деленной иерархии в качестве глобального синхронизатора (ГС). ШВ ГС считается прочими абонентами эталонным временем (ЭВ), которое посредством синхронизирующих импульсов передается от ГС прочим абонентам для определения моментов  $t_{0i}$ .

Любой  $j$ -й абонент, с некоторой случайной погрешностью  $\delta_j$  зафиксировав в момент  $t'_{S_i}$  своей шкалы синхроимпульсы  $S'_i$  от  $i$ -го абонента (рис. 1), может определить рассогласование шкал времени  $\Delta T'_{ij} = t_{S_i} - t'_{S_i} = \Delta T_{ij} - t_d + \delta_j$ , где

$$t_d = D_{ji} / c \quad (1)$$

– время распространения сигнала, причем  $D_{ji}$  – дальность между абонентами  $i$  и  $j$ ;  $c = 3 \cdot 10^8$  м/с. После этого абонент может скорректировать свою шкалу времени до постоянного смещения относительно эталонной на величину  $t_d$ . Поскольку

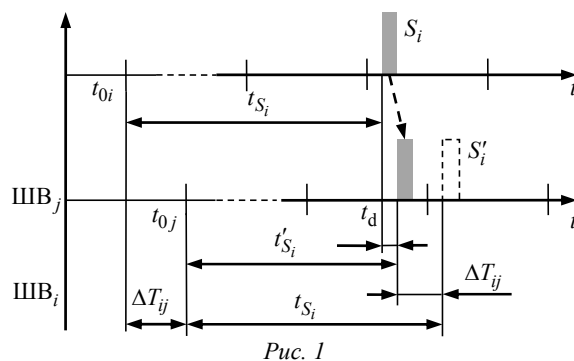


Рис. 1

расстояние  $D$  между подвижными абонентами изменяется случайным образом в пределах от 0 до максимально допустимого удаления между абонентами  $D_{\max}$ , так же будет изменяться и величина  $t_d$ , ограничивающая точность автономной синхронизации и определяющая минимально необходимую длительность защитных интервалов (ЗИ)  $t_{\text{ЗИ}}$  между сигналами абонентов в начале и конце слота. К примеру, для ЛРТС с параметрами  $N=100$ ,  $T_c=1$  с,  $T_{\text{РИ}}=10$  мс,  $D_{\max}=150$  км получим два защитных интервала длительностью  $t_{\text{ЗИ}} > t_d = 0.5$  мс каждый, занимающих в каждом РИ суммарную долю:

$$\eta_{\text{ЗИ}} = 2t_d/T_{\text{РИ}} = 2 \cdot 0.5/10 = 0.1,$$

т. е. 10 % рабочего времени, что является достаточно большой величиной. Для сравнения, при синхронизации на базе сигналов спутниковой радионавигационной системы (СРНС) погрешность синхронизации шкалы времени любого абонента составляет  $\sigma_{t_0} = 50 \dots 500$  нс [6], что на 3–4 порядка меньше. Это позволяет, предусмотрев в циклограмме только один защитный интервал ( $\eta_{\text{ЗИ}} = 0.05$ ), достичь большего временного уплотнения абонентов. Однако такой вариант синхронизации имеет существенные недостатки, которые рассмотрены далее.

После установки первичной синхронизации  $j$ -й абонент в пределах своего РИ методом "запрос-ответ" или путем информационного обмена определив дальность  $D_{ji}$  до своего локального синхронизатора (ЛС) –  $i$ -го абонента может дополнительно скомпенсировать расхождения их ШВ на величину  $t_d$  (1), минимизировав погрешность синхронизации до случайного значения  $\delta_j \ll t_d$ .

Применение дополнительной компенсации сдвига ШВ при автономной синхронизации абонентов не отменяет необходимость использования защитных интервалов, но уменьшает погрешность рассогласования между ШВ первого и последнего абонентов при последовательной передаче ЭВ по цепи абонентов-ретрансляторов. Например, в цепи из  $n$  абонентов при передаче ЭВ от первого до  $n$ -го получаем суммарную погрешность синхронизации:

$$\delta_{\Sigma} = \delta_2 + \delta_3 + \dots + \delta_n = \bar{\delta}(n-1), \quad (2)$$

где  $\delta_i$  – погрешность синхронизации, вносимая  $i$ -м абонентом;  $\bar{\delta}$  – усредненное значение, харак-

теризующее типовую погрешность синхронизации в аппаратуре абонента ЛРТС.

Иерархия в системе определяется наличием у каждого абонента "ранга" – уникальной количественной характеристики, формируемой на основе ранжирующих признаков – ненавигационных параметров, которыми обмениваются абоненты для определения места каждого из них в структуре передачи ЭВ. Первоначально в методе многоуровневой синхронизации, предложенном в ЛРТС МСН [1], первый ранжирующий признак определял тип ГС для абонента (автономный объект, наземная станция или ГНСС), второй признак – номер ГС, а третий – собственный номер абонента. В [4] показано, что минимально необходимый набор ранжирующих признаков  $C_i = [a_{i1}, a_{i2}, a_{i3}]$ , обеспечивающий формирование устойчивой и адаптивной к изменениям состава группы структуры передачи ЭВ, должен содержать номер ГС  $a_{i1}$  и удаленность от него  $a_{i2}$ , выраженную в шагах ретрансляции ЭВ, а также собственный номер абонента  $a_{i3}$ . Для указанного набора ранжирующих признаков были определены вектор-функция  $F_R$  вычисления ранга и функция  $f_E$  определения номера ЛС  $E_i$  [5], позволяющие каждому абоненту на основании матрицы наблюдения

$$A_i(k) = \begin{bmatrix} C_1^T(k) & \dots & C_n^T(k) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} a_{11}(k) & a_{12}(k) & a_{13}(k) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{n1}(k) & a_{n2}(k) & a_{n3}(k) \end{bmatrix},$$

на шаге  $k$  однозначным образом определить свое место в структуре передачи ЭВ.

Номер ЛС определяется как

$$E_i(k+1) = f_E[A_i(k)] = \begin{cases} \min[a_{i3}(k), E_i(k)], \mathbb{Z}_{\text{ЛС}}; \\ \min(a_{j3}(k) | a_{j2}(k) = \\ = \min\{a_{r2}(k) | a_{r1}(k) = \min[A_i^1(k)]\}), \overline{\mathbb{Z}_{\text{ЛС}}}, \end{cases}$$

где

$$\mathbb{Z}_{\text{ЛС}} = [a_{j1}(k) > a_{j1}(k-1)] \wedge \wedge [E_i(k-1) = a_{j3}(k-1) \neq a_{i3}(k-1)] \quad (3)$$

– оператор условия ("∧" – символ булевой операции "И"); выражение вида  $M|B$  обозначает множество  $M$  абонентов, обладающих признаком  $B$ .

Условие (3) имеет следующий смысл: абонент  $i$ , у которого на шаге работы  $(k-1)$  ЛС  $E_i$  был абонент  $j \neq i$ , фиксирует понижение ранга ЛС, после чего выбирает новый ЛС, устанавливая ранг не ниже собственного. Необходимо отметить, что в силу уникальности признаков  $a_{j3}(k)$  при выборе элементов по значениям этих признаков подмножества всегда будут содержать только один элемент – номер ГС. Напротив, признаки  $a_{j1}(k)$  и  $a_{j2}(k)$  не являются уникальными и при выборе по значениям этих признаков подмножества могут содержать произвольное число элементов.

Обобщенная вектор-функция вычисления ранга имеет вид

$$\mathbf{F}_R : \begin{cases} a_{i1}(k+1) = f_1[A_i(k)]; \\ a_{i2}(k+1) = f_2[A_i(k)]; \\ a_{i3}(k+1) = f_3[A_i(k)] = a_{i3}(k), \end{cases}$$

в котором функция  $f_3$  собственный номер абонента не изменяет, а функции определения номера ГС  $f_1$  и удаленности от него  $f_2$  определяются следующими выражениями:

$$f_1[A_i(k)] = \begin{cases} a_{i3}(k), \mathbb{Z}_{11}; \\ \min\{a_{i3}(k), E_i(k)\}, \mathbb{Z}_{\text{ЛС}}; \\ \min\{A_i^1(k) \setminus a_{j1}(k) = a_{i1}(k-1)\}, \mathbb{Z}_{13}; \\ \min\{A_i^1(k)\}, \overline{\mathbb{Z}_{11}} \wedge \overline{\mathbb{Z}_{\text{ЛС}}} \wedge \overline{\mathbb{Z}_{13}}; \end{cases} \quad (4)$$

$$f_2[A_i(k)] = \begin{cases} 0, \mathbb{Z}_{11}; \\ 0, \mathbb{Z}_{22}; \\ a_{j2}(k) + 1, \mathbb{Z}_{23}; \\ \min\{a_{j2}(k) | a_{j1}(k) = \\ = \min[A_i^1(k)]\} + 1, \\ \overline{\mathbb{Z}_{11}} \wedge \overline{\mathbb{Z}_{22}} \wedge \mathbb{Z}_{23}, \end{cases} \quad (5)$$

где

$$\mathbb{Z}_{11} = [E_i(k+1) = a_{i3}(k)] \wedge [a_{i1}(k) < a_{i3}(k)];$$

$$\mathbb{Z}_{13} = a_{i1}(k) > a_{i1}(k-1);$$

$$\mathbb{Z}_{22} = \mathbb{Z}_{\text{ЛС}} \wedge [a_{i1}(k+1) = a_{i3}(k)];$$

$$\mathbb{Z}_{23} = [a_{i1}(k+1) = a_{j1}(k) | a_{j3}(k-1) = E_i(k)] \wedge \mathbb{Z}_{13};$$

$A_i^1(k)$  – первый столбец матрицы наблюдения; выражение вида  $M \setminus B$  обозначает исключение из множества  $M$  абонентов, обладающих признаком  $B$ .

Для функции  $f_1$  (4) условия  $\mathbb{Z}_{11} \dots \mathbb{Z}_{13}$  имеют следующий смысл. Условие  $\mathbb{Z}_{11}$  (первая строка) определяет ситуацию, когда абонент на шаге  $(k+1)$  выбирает себя в качестве ЛС  $[E_i(k+1) = a_{i3}(k)]$ , но имеет при этом собственный номер больше, чем номер ГС  $[a_{i1}(k) < a_{i3}(k)]$ . В этом случае номер ГС устанавливается равным собственному номеру абонента. Во второй строке определено то же условие, что и для функции  $f_E$  при понижении ЛС своего ранга. Условие  $\mathbb{Z}_{13}$  (третья строка) соответствует ситуации, когда абонент на предыдущем шаге понизил свой ранг  $[a_{i1}(k) > a_{i1}(k-1)]$ . При этом из рассмотрения в качестве ЛС исключаются все абоненты с номером ГС, равным номеру, отброшенному абонентом  $i$  на предыдущем шаге.

Для функции  $f_2$  (5) условия задания трактуются аналогичным образом. В первой строке записано то же условие, что и для функции  $f_1$ . Во второй строке ( $\mathbb{Z}_{22}$ ), как и в предыдущем случае, определяется ситуация понижения ранга, но с дополнительным условием  $a_{i1}(k+1) = a_{i3}(k)$ , означающим, что абонент после понижения ранга своим ЛС выбрал на следующем шаге в качестве ЛС самого себя. В третьей строке определен случай, когда  $i$ -й абонент по-прежнему полагает своим ЛС абонента  $j$ , понизившего свой ранг.

Совокупность приведенных функций и ранжирующих признаков определила базовый алгоритм работы ПРС, позволяющий организовать ее устойчивое функционирование в составе ЛРТС МНС даже без использования признака "тип ГС", что обеспечивает одно из важнейших свойств системы – автономность работы.

Однако, несмотря на то что базовый алгоритм работы ПРС обеспечивает устойчивое перераспределение рангов в системе, процедура непосредственной синхронизации (подстройки временных шкал) в группе абонентов в целом может быть значительно менее устойчивой, что связано со случайным разбросом начального положения моментов  $t_0$  в пределах интервала  $[0, T_c]$ . Вследствие этого при вхождении нового синхронизатора в сеть уже синхронизированные между собой абоненты автономной группы с большой вероятностью будут выполнять подстройку своих сеток на величину  $\Delta T \gg T_{\text{РИ}}$ , при этом на время переходного процесса между частью абонентов

группы сможет исчезнуть связность и общая пропускная способности сети снизится. Снижение влияния указанного разброса может быть достигнуто при использовании абонентами для начальной синхронизации своей циклограммы шкалы единого точного времени (ЕТВ), привязка к которой с помощью одnoseкундных меток времени, формируемых бортовой аппаратурой потребителя системы СРНС ГЛОНАСС (или GPS), обеспечивает однозначность положения РИ и согласование циклограмм абонентов. Использование ЕТВ в качестве ЭВ с наивысшим приоритетом позволяет с высокой точностью синхронизировать циклограммы и организовать информационное взаимодействие в системе МСН без синхронизации абонентов с помощью ПРС и постоянного применения дополнительной компенсации расхождения их ШВ. Назначение наивысшего приоритета для источника ЕТВ может быть осуществлено включением в набор ранжирующих признаков  $C_i(k)$  в качестве первого признака "тип источника ЭВ", имеющий наибольший вес и в простейшем случае значение "0" при синхронизации собственной ШВ от ЕТВ, и "1" для автономной синхронизации. С учетом этого для любого абонента  $i \in \overline{1, n}$  расширенный набор ранжирующих признаков будет записан в виде

$$C_i(k) = [a_{i0}(k) \ a_{i1}(k) \ a_{i2}(k) \ a_{i3}(k)], \quad (6)$$

где  $a_{i0}$  – тип источника ЭВ, а определенные ранее ранжирующие признаки остаются неизменными:  $a_{i1}$  – номер ГС;  $a_{i2}$  – удаленность от ГС и  $a_{i3}$  – собственный номер абонента. Однако при определении для набора (6) функций  $F_R$  и  $f_E$  необходимо учесть, что использование ЕТВ для синхронизации абонентов имеет существенные ограничения.

Во-первых, одновременное наличие у всех абонентов значения ЕТВ не гарантировано, поскольку связь абонента с СРНС может отсутствовать, если он находится за пределами радионавигационного поля СРНС, например в горной местности или в зоне действия активных помех. В результате ШВ такого абонента, потерявшего информацию о ЕТВ, вследствие погрешности опорного генератора и ухода бортовых часов постепенно сместится относительно шкалы ЕТВ, абонент выйдет за пределы своего РИ и связь между ним и остальными абонентами будет потеряна. Указанная ситуация может возникнуть, если наличие ЕТВ у каждого абонента системы будет строго обязательным.

Вторым существенным ограничением является обязательное требование возможности автономной работы ЛРТС при отсутствии взаимодействия с внешними системами. Поскольку источником абсолютных координат абонента могут являться автономные средства, взаимодействие абонентов ЛРТС может осуществляться и без наличия ЕТВ и взаимодействия с СРНС, при этом синхронизация будет осуществляться на автономном уровне с помощью ПРС.

Отсюда следует, что при организации взаимодействия в группе равноправных абонентов переменного состава ЕТВ должно применяться в качестве не обязательного, а вспомогательного средства, обеспечивающего синхронизацию относительно шкалы ЕТВ (на глобальном уровне), а ПРС при этом должно обеспечивать адаптивный переход между глобальным и автономным уровнями синхронизации при потере абонентом связи с СРНС.

Для определения принципов использования информации о ЕТВ в ПРС рассмотрим вариант взаимодействия группы абонентов (рис. 2), на котором линиями показаны радиоканалы взаимодействия между абонентами, а стрелками – направление передачи ЭВ. Абоненты, находящиеся в зоне действия (ЗД) СРНС ( $a$  – рис. 2), имеют информацию о ЕТВ, которое ретранслируется прочим абонентам системы, такой информации не имеющим.

Все находящиеся в пределах ЗД СРНС абоненты даже при отсутствии между ними взаимодействия синхронизированы между собой через СРНС, поэтому применение к ним методов автономной синхронизации не только не необходимо, но даже нежелательно. Поскольку каждая подстройка ШВ одного абонента под ШВ другого будет вносить случайную погрешность величиной  $t_d$ , в результате в пределах ЗД СРНС только ГС

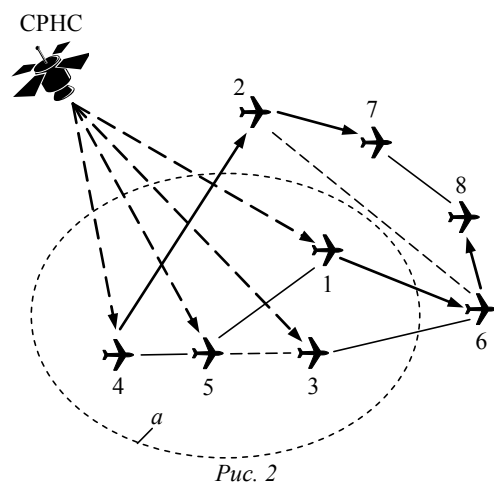


Рис. 2

(абонент с наименьшим номером) будет иметь несмещенную ШВ относительно шкалы ЕТВ, а прочие абоненты фактически будут лишены точной синхронизации. Отсюда следует, что если у  $i$ -го абонента есть информация о ЕТВ, функция  $f_E$  должна выбирать в качестве ЛС самого абонента, т. е. устанавливать  $E_i(k+1) = a_{i0}(k)$ .

При этом следует различать, получена ли информация от собственного источника ЕТВ или от другого абонента. К примеру, если абонент 6 (рис. 2) получает на шаге  $k$  информацию о ЕТВ от абонента 1 и устанавливает  $a_{60}(k+1) = 1$ , то далее он определит  $E_6(k+2) = a_{63}(k+1) = 6$ , выбрав себя в качестве ЛС, и в дальнейшем вследствие неточности бортовых часов выйдет из взаимодействия с группой абонентов. Для устранения такой ситуации необходимо предусмотреть признак, показывающий, что для абонента информация о ЕТВ является заимствованной, для чего ввести дополнительную градацию признака "тип источника ЭВ":  $a_{i0} = 0$  – собственный источник ЕТВ,  $a_{i0} = 1$  – заимствованное ЕТВ,  $a_{i0} = 2$  – информация о ЕТВ отсутствует (автономная синхронизация). Кроме того, для абонентов, находящихся за пределами ЗД СРНС, при определении ГС необходимо определять длину маршрута ретрансляции ЭВ не от абонента с наименьшим номером из имеющих признак  $a_{i0} = 0$ , а от ближайшего из них, т. е. увеличивать признак  $a_{i2}$  удаленности от ГС, только если  $a_{i0} = 1$ . Смысл этого правила показан на примере абонента 7 (рис. 2), взаимодействующего с абонентами 8 и 2. Формально маршрут  $1 \rightarrow 6 \rightarrow 8$  короче маршрута  $1 \rightarrow 5 \rightarrow 4 \rightarrow 2$ , поэтому при расчете признака  $a_{i2}$  с помощью (5) будет получено  $a_{82} = 2$  и  $a_{22} = 3$ . При равенстве признаков "тип источника ЭВ"  $a_{20} = a_{80} = 1$  и "номер ГС"  $a_{21} = a_{81} = 1$  абонент 7 выберет в качестве ЛС абонента 8, что с точки зрения физического смысла неверно: абонент 8, получающий ЕТВ от абонента 1 через абонента 6, имеет большую погрешность синхронизации (2), чем абонент 2, непосредственно взаимодействующий с источником ЕТВ. Если же абоненты 1, 3, 4 и 5 принудительно установят признак "удаленность от ГС"  $a_{12} = a_{32} = a_{42} = a_{52} = 0$ , то далее будут сфор-

мированы признаки  $a_{22} = a_{62} = 1$  и  $a_{82} = 2$ , после чего абонент 7 сможет выбрать более короткий маршрут до источника ЭТВ.

В рассмотренном примере абонент 6 по признаку "тип источника ЭВ" ( $a_{60} = 1$ ) всегда будет уступать абонентам 1 и 3 с признаками  $a_{10} = a_{30} = 0$  и выбирать абонента 1 своим ЛС:  $E_6(k+1) = a_{13}(k) = 1$ . При этом он также будет осуществлять взаимодействие и с абонентом 3, поскольку оба они будут синхронизированы от ЕТВ. Абоненты 4 и 5 согласно правилу (6) в качестве ЛС выберут самих себя, вследствие чего по маршруту  $1 \rightarrow 5 \rightarrow 4$  передача ЭВ не будет выполняться.

Выработка значений ранжирующих признаков и номера ЛС должна осуществляться не только на основании матрицы наблюдения  $A_i(k)$ , но и дополнительного признака  $UTC_i$ , показывающего наличие ( $UTC_i = 1$ ) или отсутствие ( $UTC_i = 0$ ) у  $i$ -го абонента информации о ЕТВ. При этом необходимо предусмотреть ситуацию, когда абонент теряет связь с источником ЕТВ – СРНС или другим ЛА. Первому случаю будет соответствовать условие  $UTC_i(k) = 0 < UTC_i(k-1) = 1$ , при выполнении которого абонент  $i$  должен:

- перейти к синхронизации от одного из наблюдаемых абонентов  $j \neq i$  с признаком  $a_{j0}(k+1) = 0$ ;
- при отсутствии таких абонентов выбрать себе новый ЛС из числа абонентов с признаком  $a_{j0}(k+1) = 1$ , исключив из рассмотрения на шаге  $k$  своих "ведомых" – взаимодействующих абонентов с признаком  $a_{j1}(k+1) = a_{i3}(k)$ ;
- при отсутствии абонентов, обладающих указанными ранее свойствами – понизить свой ранг до уровня автономной синхронизации [ $a_{i0}(k+1) = 2$ ], по-прежнему исключая на всех последующих шагах  $k+1, k+2, \dots$  из рассмотрения своих "ведомых".

Выполнение указанных действий позволит корректно понизить ранг всей цепи абонентов, синхронизированных от абонента  $i$  и избежать заикливания в передаче ЭВ.

Второй в отличие от первого сопровождается потерей как минимум одной связи в группе, поэтому является несколько более сложным. Рассмотрим его на примере группы, показанной на

рис. 2, в которой происходит потеря связи между объектами в цепи  $4 \rightarrow 2 \rightarrow 7$ . В таком случае, определяя номер ЛС на следующем шаге по правилу:

$$\begin{aligned} E_i(k+1) &= \min[a_{j3}(k) | a_{j2}(k) = \\ &= \min(a_{r2}(k) | a_{r1}(k) = \\ &= \min\{a_{n1} | a_{n0} = \min[A_i^1(k)]\}], \end{aligned} \quad (7)$$

получаем  $E_i(k+1) = a_{i3}(k)$ , что при равенстве  $a_{n0}(k) = 1$  должно приводить либо к принудительному понижению ранга до уровня автономной синхронизации:  $a_{i0}(k+1) = 2$ ,  $a_{i1}(k+1) = a_{i3}(k)$  и  $a_{i2}(k+1) = 0$ , либо к выбору в качестве ЛС другого абонента с рангом не ниже собственного, например, формированию связи  $6 \rightarrow 2$  и установке  $a_{20}(k+1) = 1$ ;  $a_{21}(k+1) = a_{61}(k) = 1$  и  $a_{22}(k+1) = a_{62}(k) + 1 = 2$ , т. е. понижению ранга по признаку удаленности от ГС.

Переход на уровень автономной синхронизации реализуется, если в определенном в (7) множестве номеров абонентов  $\{a_{j3}(k)\}$ , имеющих минимальные значения первых трех ранжирующих признаков (кроме собственного номера), номер абонента  $i$  является единственным элементом. Иначе при исключении абонентом  $i$  из рассмотрения собственного номера  $a_{i3}(k)$  возможно определить новый ЛС – ретранслятор ЭВ, что будет равносильно наличию дополнительного условия в (7), которое и будет служить критерием различия, указывая, что при таком исключении множество рассматриваемых абонентов не становится пустым:

$$E_i(k+1) = \min(a_{j3}(k) \setminus a_{i3}(k) | \dots) \neq \emptyset.$$

Абонент, понизивший свой ранг по признаку  $a_{i0}$ , на следующем шаге  $k+1$  при выборе ЛС, как и в вышеприведенных примерах, должен будет исключать из рассмотрения всех взаимодействующих с ним абонентов, определяемых по признаку  $a_{j0}(k+1) = 1$ , из числа которых на шаге  $k+1$  "ведомые" также понизят свой ранг, а абоненты, сохранившие значение признака  $a_{j0}(k+2) = 1$ , могут быть выбраны в качестве нового ЛС. Абонент, синхронизирующийся от понизившего свой ранг, также будет его понижать. Так, абонент 7 (см. рис. 2), который вслед за абонентом 2 либо установит  $a_{70}(k+2) = 2$ ;  $a_{71}(k+2) = 2$  и  $a_{72}(k+2) = 1$ , либо, при потере связи  $4 \rightarrow 2$  и наличии дополнительной связи  $6 \rightarrow 2$  (см. штриховую линию на

рис. 2), установит  $a_{70}(k+2) = 1$ ;  $a_{71}(k+2) = 1$  и  $a_{72}(k+2) = 2$ .

Особенность процедуры понижения ранга абонентом рассмотрим на примере рис. 3, на котором показана группа из шести абонентов, образующих цепь. При потере абонентом 1 связи с СРНС и установке  $UTC_1(k) = 0$  и  $a_{10}(k+1) = 0$  волна сброса рангов до уровня автономной синхронизации дойдет до абонента 6 за 5 шагов ретрансляции. Если до момента понижения абонентом 6 своего ранга (например на шаге  $k+3$ ) между ним и абонентом 1 установится новая связь (штриховая линия на рис. 3), то абонент 1, обнаружив признак  $a_{61}(k+3) = a_{13}(k+3)$ , исключит объект 6 из рассмотрения при выборе ЛС и останется на уровне автономной синхронизации. Приведенное рассуждение верно и в любом другом случае, когда информация об ЭВ, имеющая признак "номер ГС", вновь достигнет своего источника – самого ГС, которым будет отброшена как устаревшая. В противоположность этому, если в процессе работы пропадет связь между абонентами 1 и 2, то возможное образование новой связи между абонентами 6 и 2 может понизить устойчивость взаимодействия в группе, поскольку в информации об ЭВ, переданном от 6, обладающего признаком  $a_{60} = 0$ , абоненту 2 с признаком  $a_{20} = 2$ , нет сведений о том, что ЭВ объекта 6 действительно получено от абонента 2, а не от абонента 1, который мог в процессе понижения рангов абонентами вновь установить связь с кем-либо. Если бы каждый из  $N$  абонентов группы при передаче ЭВ дополнительно передавал в виде набора из  $N$  бит сведения о номерах абонентов, через цепь которых была выполнена ретрансляция, то это позволило бы каждому  $i$ -му абоненту исключать из рассмотрения источники ЭВ, для которых его собственный признак передачи уже установлен. Однако передача такой информации потребует  $N$  бит, что приемлемо для небольшого числа абонентов в группе, а при значительном их числе приводит к увеличению тре-

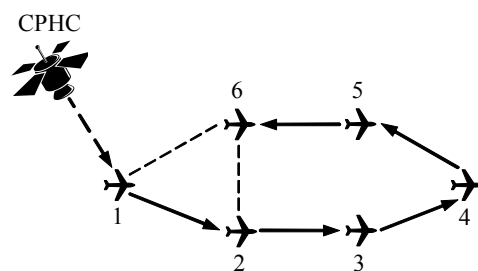


Рис. 3

буемого объема передаваемой служебной информации и вероятности ошибки. Например, в группе из  $N=100$  абонентов набор ранжирующих признаков  $C_i$  (5) будет занимать:

$$I = \sum_{j=0}^4 \left\lceil \log_2 (a_{j\max}) \right\rceil = \\ = 2 + 2 \left\lceil \log_2 N \right\rceil + \left\lceil \log_2 (N-1) \right\rceil = 23 \text{ бит},$$

где  $a_{j\max}$  – наибольшее возможное значение ранжирующего признака с номером  $j$ ;  $\lceil \cdot \rceil$  – символ округления значения аргумента до ближайшего большего целого. Передача же информации о пути распространения ЭВ увеличит набор  $C_i$  за счет включения дополнительного ранжирующего признака  $a_{i4}$ , содержащего дополнительные 100 бит. В результате  $I$  увеличится в

$$I'/I = (I + N)/I = 123/23 \approx 5.3478,$$

т. е. более чем в пять раз.

Для сохранения неизменным вероятности правильного приема информации  $P = (1-q)^I$  ( $q$  – вероятность ошибки в приеме одного бита) должно обеспечиваться соблюдение неравенства

$$P = (1-q)^I \leq P' = (1-q')^{I+N}.$$

Для  $N=100$  и  $P=0.95$  получаем  $q \approx 2.23 \cdot 10^{-3}$ ,  $q' \leq 4.17 \cdot 10^{-4}$  и  $q/q' \geq 5.343$ , откуда следует, что для передачи  $I'=123$  бит информации может потребоваться применение более сложных сигналов, в то время как для  $I=23$  бит вполне достаточно использовать простые сигналы, обеспечивающие при типичном значении отношения "сигнал/шум" 3 вероятность ошибки приема одного бита  $q=10^{-2} \dots 10^{-3}$  [7].

Другим способом устранения закликиваний при передаче ЭВ, не требующим усложнения аппаратуры абонента ЛРТС, является установка ограничения на максимальное значение ранжирующего признака  $a_{i2} \leq N-1$ , поскольку в цепи из  $N$  абонентов максимально возможное удаление последнего абонента от первого как раз составляет  $N-1$  шагов ретрансляции. Для группы абонентов, показанной на рис. 3, ситуация закликивания в передаче ЭВ, полученного на шаге  $k$  абонентом 2 от абонента 6 со значением признака  $a_{62}(k)=5$  будет продолжаться в течение

$k_c = (N-1) - a_{62}(k) = (100-1) - 5 = 94$  шагов, в течение которых каждый абонент будет увеличивать свое значение  $a_{i2}$ , пока оно на шаге  $(k+94)$  не достигнет максимального значения  $a_{52}(k+k_c)=99$  у абонента 5, после чего абонент 6 понизит свой ранг до уровня автономной синхронизации и волна сброса рангов вновь не дойдет до абонента 5 за 5 шагов ретрансляции.

Таким образом, при возникновении ситуации закликивания передачи ЭВ длительность переходного процесса в системе вне зависимости от количества абонентов будет составлять  $T_c(N-1)$ , что может быть принято при малом  $N$ .

Оба метода устранения закликивания передачи ЭВ имеют как преимущества, так и недостатки, поэтому выбор метода зависит от конкретной реализации ЛРТС. В рамках настоящей статьи для простоты формального представления принят второй способ.

Последний нерассмотренный ранжирующий признак – "номер ГС". При наличии в системе информации о ЕТВ он должен устанавливаться с учетом равноправия абонентов с признаком  $a_{i0}=0$  и необходимости сохранения кратчайшего маршрута до источника ЕТВ. Определенная ранее функция (4) в качестве номера ГС устанавливает минимальный из номеров присутствующих в системе абонентов, и этот признак имеет больший вес, чем ранжирующие признаки удаленности от ГС и собственного номера абонента. В конфигурации на рис. 2 это может привести к следующей ситуации. Если абонент 5 вместо взаимодействия с абонентом 1 будет взаимодействовать с абонентом 3 и формально выберет его в качестве ЛС, установив  $E_5(k+1)=a_{33}(k)=3$  и  $a_{51}(k+1)=3$ , то вслед за ним и абоненты 4 и 2 также установят  $a_{41}=a_{21}=3$ , после чего абонент 7 будет вынужден выбрать в качестве ЛС абонента 8, имеющего больший ранг, но меньшую точность синхронизации, чем абонент 2. Указанную ситуацию возможно разрешить, если игнорировать значение признака "номер ГС" при выборе ЛС абонентом с признаком  $a_{i0}=1$ .

С учетом этого для условия  $\min[A_i^1(k)]=1$  из выражения (7) получаем номер ЛС – абонента  $m$ :

$$E_i(k+1)=a_{m3}(k)=\min(a_{j3}(k)|a_{j2}(k)= \\ =\min\{a_{r2}(k)|a_{r0}(k)=\min[A_i^1(k)]\}),$$

признак  $a_{m1}(k)$  которого будет ретранслирован абонентом  $i$  на следующем шаге:  $a_{i1}(k+1) = a_{m1}(k)$ ,  $m \neq i$ . В обратном же случае, соответствующем, как и для (4), потере связи между абонентом  $i$  и его ЛС, будет установлено  $a_{i1}(k+1) = a_{i3}(k)$ .

С учетом изложенного общий вид выражений для вектор-функции  $\mathbf{F}_R$  и функции  $f_E$  будет зависеть от наличия связи между абонентом и источником ЕТВ в ЛРТС, определяющей уровень синхронизма каждого абонента: глобальный ( $SL_i = 0$ ) – для абонентов, имеющих собственный источник ЕТВ ( $UTC_i = 1$ ); локальный ( $SL_i = 1$ ) – для абонентов, получающих информацию о ЕТВ от абонентов глобального уровня, чему соответствуют признаки  $UTC_i = 0$  и  $\min[A_i^1(k)] = 1$ ; автономный ( $SL_i = 2$ ), при котором ни у одного из наблюдаемых абонентов нет синхронизации с ЕТВ, т. е.  $UTC_i = 0$  и  $\min[A_i^1(k)] = 2$ . Необходимо отметить смысловое различие параметра  $SL_i(k)$  и ранжирующего признака  $a_{i0}(k)$ : первый указывает на потенциальную точность синхронизации, определенную на шаге  $k$  по результатам оценки матрицы наблюдения  $A_i(k)$ , второй же служит численным выражением определенного значения "тип источника ЭВ", которое на шаге  $k+1$  может измениться, например повыситься при обнаружении источника ЕТВ или понизиться при сбросе ранга.

Результирующий вид функций определения ранга и вычисления ЛС параметрически зависит от значения признака  $SL_i$ :

$$E_i(k+1) = f_E[A_i(k)] = \begin{cases} f_{E0}[A_i(k)] = a_{i3}(k), & SL_i = 0; \\ f_{E1}[A_i(k)], & SL_i = 1; \\ f_{E2}[A_i(k)], & SL_i = 2, \end{cases} \quad (8)$$

где

$$f_{E1}[A_i(k)] = \begin{cases} E_i(k), & \mathbb{Z}_{E11}; \\ \min[a_{i3}(k), E_i(k)], & \mathbb{Z}_{E12}; \\ \min[e_i(k) \setminus a_{i3}(k) | a_{j1}(k) = a_{i3}(k)], & \mathbb{Z}_{E11} \wedge \mathbb{Z}_{E12}; \end{cases} \quad (9)$$

$$f_{E2}[A_i(k)] = \begin{cases} \min[a_{i3}(k), E_i(k)], & \mathbb{Z}_{E21}; \\ \min(a_{j3}(k) | a_{j2}(k) = \\ = \min\{a_{r2}(k) | a_{r1}(k) = \min[A_i^1(k)]\}, & \mathbb{Z}_{E21}, \end{cases} \quad (10)$$

причем

$$\mathbb{Z}_{E11} = \min[e_i(k) \setminus a_{i3}(k)] = \emptyset; \quad (11)$$

$$\mathbb{Z}_{E12} = [a_{j0}(k) > a_{j0}(k-1)] \wedge [E_i(k-1) = a_{j3}(k-1)] \wedge [E_i(k-1) \neq a_{i3}(k-1)]; \quad (12)$$

$$\mathbb{Z}_{E21} = \{[a_{j1}(k) > a_{j1}(k-1)] \vee [a_{j0}(k) > a_{j0}(k-1)]\} \wedge [E_i(k-1) = a_{j3}(k-1)] \wedge [E_i(k-1) \neq a_{i3}(k-1)] \quad (13)$$

(" $\vee$ " – символ булевой операции "ИЛИ");

$$e_i(k) = a_{j3}(k) [a_{j2}(k) \leq N-1] \wedge (a_{j2}(k) = \min\{a_{r2}(k) | a_{n0} = \min[A_i^1(k)]\}); \quad (14)$$

$$\mathbf{F}_R : \begin{cases} a_{i0}(k+1) = f_0[A_i(k)]; \\ a_{i1}(k+1) = f_1[A_i(k)]; \\ a_{i2}(k+1) = f_2[A_i(k)]; \\ a_{i3}(k+1) = f_3[A_i(k)], \end{cases} \quad (15)$$

где

$$f_0[A_i(k)] = \begin{cases} 0, & SL_i(k) = 0; \\ f_{01}[A_i(k)], & SL_i(k) = 1; \\ 2, & SL_i(k) = 2; \end{cases} \quad (16)$$

$$f_1[A_i(k)] = \begin{cases} a_{i3}(k), & \mathbb{Z}_{R11}; \\ a_{j1}(k), & \mathbb{Z}_{R12}; \\ f_{12}[A_i(k)], & SL_i(k) = 2; \end{cases} \quad (17)$$

$$f_2[A_i(k)] = \begin{cases} 0, & E_i(k+1) = a_{i3}(k); \\ a_{j2}(k) + 1, & E_i(k+1) = a_{j3}(k); \\ f_3[A_i(k)] = a_{i3}(k), \end{cases} \quad (18)$$

причем

$$f_{01}[A_i(k)] = \begin{cases} 2, & E_i(k+1) = a_{i3}(k); \\ a_{j1}(k), & E_i(k+1) = a_{j3}(k); \end{cases} \quad (19)$$

$$\mathbb{Z}_{R11} = [SL_i(k) = 0] \vee [E_i(k+1) = a_{i3}(k)]; \quad (20)$$

$$\mathbb{Z}_{R12} = [SL_i(k) = 1] \wedge [E_i(k+1) = a_{j3}(k)]; \quad (21)$$

$$f_{12}[A_i(k)] = \begin{cases} a_{i3}(k), \mathbb{Z}_{1,2,1}; \\ \min\{a_{i3}(k), E_i(k)\}, \mathbb{Z}_{1,2,2}; \\ \min\{A_i^1(k) \setminus a_{j1}(k) = a_{i1}(k-1)\}, \mathbb{Z}_{1,2,3}; \\ \min\{A_i^1(k)\}, \overline{\mathbb{Z}_{1,2,1}} \wedge \overline{\mathbb{Z}_{1,2,2}} \wedge \overline{\mathbb{Z}_{1,2,3}}, \end{cases} \quad (22)$$

$$\mathbb{Z}_{1,2} = [E_i(k+1) = a_{i3}(k)] \wedge [a_{i1}(k) < a_{i3}(k)]; \quad (23)$$

$$\mathbb{Z}_{1,2,2} = \{[a_{j1}(k) > a_{j1}(k-1)] \vee [a_{j0}(k) > a_{j0}(k-1)]\} \wedge [E_i(k-1) = a_{j3}(k-1)] \wedge [E_i(k-1) \neq a_{i3}(k-1)]; \quad (24)$$

$$\mathbb{Z}_{1,2,3} = a_{i1}(k) > a_{i1}(k-1). \quad (25)$$

Комплекс функций (8)–(25) обеспечивает устойчивую работу группы переменного количества абонентов, имеющих непостоянную структуру связей как между собой, так и с источником ЕТВ.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Орлов В. К., Герчиков А. Г., Чернявский А. Г. Локальные радиотехнические системы межсамолетной навигации. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2011. 123 с.
2. Принципы построения локальной радиотехнической системы межсамолетной навигации / В. И. Бабуров, А. Г. Герчиков, В. К. Орлов, А. Г. Чернявский // Радиотехника. 2012. № 7. С. 27–31.
3. О синхронизации в радиотехнических системах информационного обмена и наблюдения / В. И. Бабуров, А. Г. Герчиков, Д. А. Наливайко, В. К. Орлов, А. Г. Чернявский // Транспорт: Наука, техника, управление. 2001. № 8. С. 23–26.
4. Герчиков А. Г., Липаков Н. Е., Орлов В. К. Организация ранговой синхронизации в локальных радиотех-

нических системах межсамолетной навигации // Вестн. конц. ПВО "Алмаз-Антей". 2014. № 2(6). С. 102–108.

5. Герчиков А. Г., Липаков Н. Е., Орлов В. К. Ранговая синхронизация при реконфигурации группы абонентов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2015. Вып. 4. С. 26–31.
6. Информационные технологии в радиотехнических системах: учеб. пособие. 2-е изд. / В. А. Васин, И. Б. Власов, Ю. М. Егоров и др.; под ред. И. Б. Федорова. М.: Изд-во МГТУ им. И. Э. Баумана, 2004. 768 с.
7. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.

N. E. Lipakov

JSC "VNIIRA" (Saint Petersburg)

## Application of Universal Time Coordinated if Rank-Synchronization System of Mobile Units

*The aim is to analyze principles of construction inter-aircraft navigation system with using in the rank-synchronization subsystem both of autonomous and universal coordinated time. As result offered the improved work algorithm of rank-synchronization subsystem, providing interaction of user group under unstable connection with universal time coordinated source.*

Inter-aircraft navigation, rank synchronization, ranked magnitude, universal time coordinated

Статья поступила в редакцию 5 мая 2016 г.



УДК 537.86

В. В. Витько, А. А. Никитин, А. Б. Устинов, И. А. Устинова, А. А. Семенов  
Санкт-Петербургский государственный электротехнический  
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

## Исследование влияния проводимости металлических электродов на СВЧ-свойства магнетонных кристаллов<sup>1</sup>

*Разработана теоретическая модель, описывающая распространение спиновых волн в магнетонных кристаллах, представляющих периодически металлизированные ферритовые пленки. В разработанной модели учтена конечная проводимость металлизации. Проанализировано влияние различных параметров магнетонного кристалла на его передаточные СВЧ-характеристики. Разработанная теория с высокой точностью описывает результаты эксперимента.*

### Спиновые волны, магнетонный кристалл

В настоящее время идея создания искусственных композитных материалов с периодическим изменением их волноведущих свойств представляет не только теоретический, но и практический интерес. Такие структуры принято разделять в зависимости от природы распространяющихся в них волн на фотонные (электромагнитные волны), магнетонные (спиновые волны – СВ) и фононные (акустические волны) кристаллы [1], [2]. Важной особенностью спектра волн, распространяющихся в таких кристаллах, является наличие запрещенных зон [3].

Особенно перспективными для исследования различных линейных и нелинейных СВ-явлений являются магнетонные кристаллы (МК) [4]. Такие кристаллы формируются за счет периодического изменения волноведущих свойств магнетонной пленки. Это может быть достигнуто различными способами, в частности периодической металлизацией ферритовых пленок [1], [5]. На основе МК возможно создание принципиально новых функциональных спин-волновых приборов и устройств [6]. Однако публикаций теоретической модели, описывающей влияние толщины и проводимости металла на передаточные СВЧ-характеристики таких МК, ранее в открытой печати не было.

Известно, что главным фактором, определяющим рабочие характеристики СВ-устройств, является закон дисперсии СВ [7], [8]. Устройства, основанные на распространении СВ, характери-

зуются низкими вносимыми потерями и возможностью магнетонного управления в широком частотном диапазоне.

Настоящая статья посвящена исследованию передаточных СВЧ-характеристик МК, сформированного периодической металлизацией поверхности ферритовой пленки. Для этого разработана теоретическая модель, учитывающая влияние толщины и проводимости металлических электродов.

**Дисперсионные характеристики спиновых волн в структуре "металл–феррит–диэлектрик".** Поскольку исследуемый МК состоит из чередующихся участков металлизированной и свободной ферритовой пленки, для построения теории в первую очередь необходимо рассчитать дисперсионные характеристики СВ в структурах "металл–феррит–диэлектрик". Структура, содержащая металлизированную ферритовую пленку толщиной  $a_f$  с магнетонной проницаемостью  $\mu_f$  и намагниченностью насыщения  $4\pi M_s$  на диэлектрической подложке толщиной  $a_d$  с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_d$ , показана на рис. 1. Металлический слой имеет толщину  $a_m$  и комплексную диэлектрическую проницаемость  $\hat{\epsilon}_m = 1 - i\sigma/(\epsilon_0\omega)$ , где  $\omega$  – угловая частота;  $\sigma$  – проводимость металла;  $\epsilon_0$  – диэлектрическая постоянная.

<sup>1</sup> Работа выполнена при государственной финансовой поддержке гранта Российского научного фонда (№ 14-12-01296).

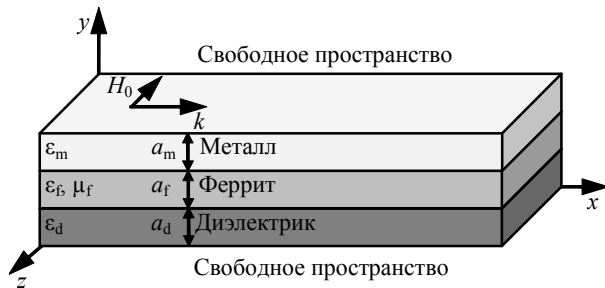


Рис. 1

Исследуемая структура бесконечна в плоскости  $xz$  и намагничена до насыщения вдоль оси  $z$ . Направление распространения СВ выбрано перпендикулярным направлению внешнего магнитного поля вдоль оси  $x$ . Такая конфигурация направления распространения и ориентации поля подмагничивания соответствует распространению поверхностных СВ.

Волновые уравнения для каждого слоя получены из уравнений Максвелла с учетом тензора магнитной проницаемости. Благодаря непрерывности вдоль оси  $z$  распространяющиеся в структуре волны можно разделить на ТЕ-волны со структурой поля  $\mathbf{E}(0,0,E_z)$ ,  $\mathbf{H}(H_x,H_y,0)$  и ТМ-волны со структурой поля  $\mathbf{E}(E_x,E_y,0)$ ,  $\mathbf{H}(0,0,H_z)$ . В [9] показано, что ТЕ-моды поверхностных электромагнитных волн и поверхностные СВ имеют схожие распределения полей, вследствие чего рассматривались только ТЕ-моды. Подстановка решений полученных волновых уравнений в стандартные электродинамические граничные условия приводит к системе из восьми однородных алгебраических уравнений с восемью неизвестными коэффициентами. Равенство нулю определителя системы позволяет найти дисперсионное уравнение, описывающее спектр СВ в структуре "металл-феррит-диэлектрик" с учетом проводимости металла.

Было проведено численное моделирование дисперсионных характеристик СВ для типичных параметров структуры, состоящей из подложки гадолиний-галлиевого граната (ГГГ), пленки железоиттриевого граната (ЖИГ) и металлизации с проводимостью металла 50...700 кСм/м. Расчет проведен при следующих параметрах:

$$\begin{aligned} a_f &= 9.8 \text{ мкм}, \quad \varepsilon_f = 14.4\pi M_s = 143\,398 \text{ А/м}, \\ a_d &= 500 \text{ мкм}, \quad \varepsilon_d = 14, \quad a_m = 2 \text{ мкм}, \\ H_0 &= 82\,919 \text{ А/м}. \end{aligned}$$

Результаты численного решения дисперсионного уравнения с учетом проводимости металли-

ческого слоя имеют комплексную форму, причем мнимая часть комплексного числа описывает потери, а реальная часть – дисперсию. На рис. 2 показаны результаты численного расчета дисперсионных характеристик  $f(k)$  ( $k$  – волновое число) (рис. 2, а) и зависимостей групповой скорости от частоты (рис. 2, б) для поверхностных СВ в исследуемой структуре при различных значениях проводимости металла и в свободной ферритовой пленке (1 – идеальный металл, 2 –  $\sigma = 700$  кСм/м, 3 –  $\sigma = 500$  кСм/м, 4 –  $\sigma = 300$  кСм/м, 5 –  $\sigma = 250$  кСм/м, 6 –  $\sigma = 150$  кСм/м, 7 –  $\sigma = 50$  кСм/м, 8 – свободный феррит).

Как видно из рис. 2, а, при увеличении проводимости металлического слоя дисперсионная характеристика поверхностной СВ стремится к дисперсионной характеристике СВ в феррите с идеальным металлическим экраном. Хорошо видно, что при конечной проводимости металлического слоя на дисперсионной характеристике появляется перегиб, соответствующий изменению групповой скорости (рис. 2, б). Интересной особенностью исследуемой структуры является немонотонная зависимость дисперсионной характеристики при некоторых значениях проводимости, что соответствует отрицательным значениям групповой скорости (кривая 4 на рис. 2, б). Смена знака отражает тот факт, что волна имеет прямое направление распространения при малых  $k$  и об-

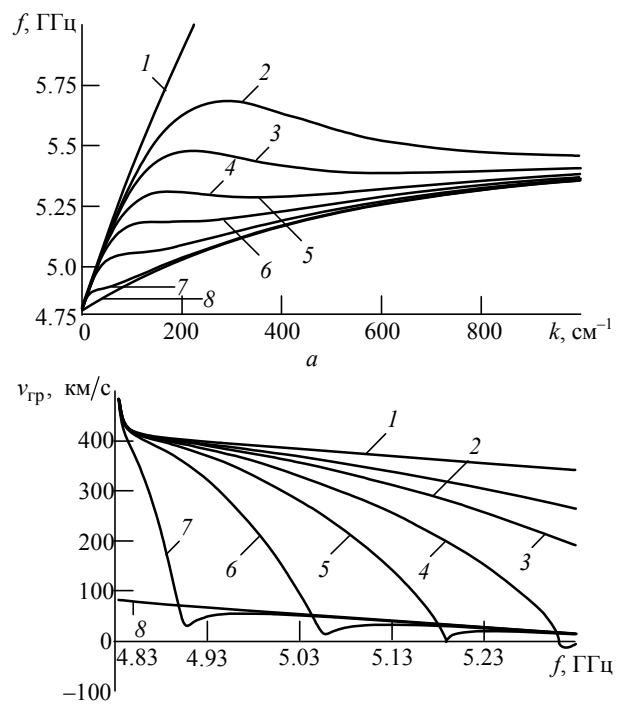


Рис. 2

ратное – при больших. Следует отметить, что при увеличении волнового числа длина волны уменьшается, что приводит к уменьшению влияния металлического слоя. Подобное поведение проявляется при приближении идеального металлического экрана к поверхности ферритовой пленки [10].

**Магнитный кристалл.** Полученное с учетом толщины и проводимости металлического слоя дисперсионное уравнение использовано для теоретического исследования передаточных характеристик МК (рис. 3). Исследуемый МК был сформирован нанесением периодической металлизации на поверхность ферритовой пленки. Металлические электроды шириной  $d_1$  располагаются на расстоянии  $d_2$  друг от друга с периодом  $\Lambda = d_1 + d_2$ .

В качестве способа описания волноведущих свойств металлизированного МК был выбран аппарат волновых матриц передачи [11], позволяющий численно рассчитать передаточные характеристики периодических структур конечной длины с учетом потерь на распространение.

Разработанная теоретическая модель легла в основу численного моделирования передаточных характеристик исследуемого МК. Важно отметить, что частотное положение запрещенных зон в спектре СВ зависит от параметров металлических полосок и периода металлизации, а также параметров ферритовой пленки, значения и направления внешнего магнитного поля.

Для проверки соответствия разработанной модели действительности проведено экспериментальное исследование МК. Кристалл сформирован на основе пленки ЖИГ толщиной  $a_f = 9.8$  мкм на подложке ГГГ толщиной  $a_d = 500$  мкм. Полуширина линии ферромагнитного резонанса полученной пленки ЖИГ составила  $\Delta H = 0.4$  Э на частоте 5 ГГц. Были созданы экспериментальные образцы с 8 медными полосками с периодом  $\Lambda = 600$  мкм и 16 медными полосками с периодом  $\Lambda = 300$  мкм. Удельное сопротивление металлических полосок составило  $0.1$  мкОм·см.

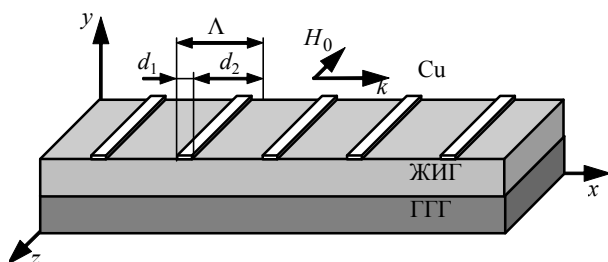


Рис. 3

Каждая полоска имела ширину  $d_1 = 25$  мкм и толщину  $a_m = 2$  мкм. Возбуждение и детектирование СВ осуществлялось двумя микрополосковыми антеннами шириной 50 мкм и длиной 3 мкм, установленными на расстоянии 7.75 мм друг от друга. Параметры экспериментальных структур были выбраны таким образом, чтобы на передаточных характеристиках располагалось несколько запрещенных зон, обусловленных брэгговским отражением СВ. Напряженность внешнего магнитного поля  $H_0$  и намагниченность насыщения  $4\pi M_s$  соответствовали приведенным ранее значениям.

Сравнение результатов численного моделирования и экспериментального исследования представлено на рис. 4 ( $a$  – 8 полосок с периодом  $\Lambda = 600$  мкм,  $b$  – 16 полосок с периодом  $\Lambda = 300$  мкм). Результаты эксперимента показаны сплошными линиями, штриховыми – результаты моделирования МК с проводимостью металла  $\sigma = 98$  кСм/м, а штрихпунктирными линиями – с идеальными металлическими полосками.

Вид приведенных зависимостей можно объяснить следующим образом. Распространяющаяся в МК на частотах, близких к частотам запрещенных зон, СВ испытывает брэгговское отражение и по мере распространения в периодической структуре затухает, передавая энергию отраженным волнам. В случае бесконечного МК падающая волна должна полностью отразиться на ча-

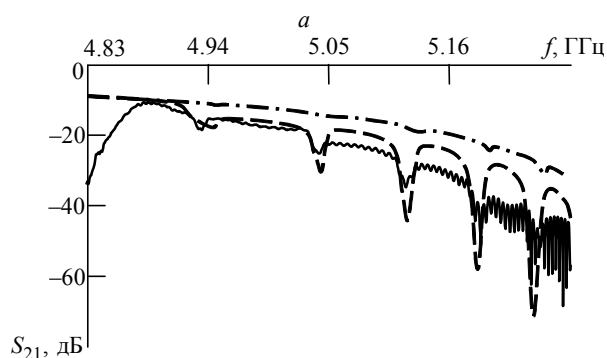
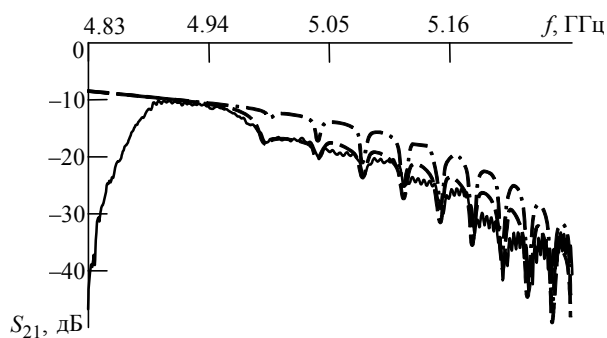


Рис. 4

стотах брэгговского резонанса. На передаточной характеристике бесконечного МК это проявляется в виде запрещенных зон, распространение СВ на которых невозможно [5]. Однако, как видно из рис. 4, в случае МК конечной длины вместо разрывов на передаточной характеристике на частотах запрещенных зон имеются зоны с относительно большими, но конечными вносимыми потерями. Отметим, что увеличение числа периодов металлизации приводит к увеличению вносимых потерь. Уменьшение протяженности периода ведет к увеличению частотного диапазона между запрещенными зонами (с 46 до 106 МГц). Учет проводимости позволяет описать экспериментальные зависимости с большей точностью, что обусловлено особенностями дисперсионных ха-

рактеристик СВ в металлизированных ферритовых слоях (см. рис. 2).

В заключение отметим, что разработанная теоретическая модель может быть использована для исследования широкого круга задач, связанных с распространением СВ в периодически металлизированных МК. В работе, результаты которой отражены в настоящей статье, получено дисперсионное уравнение СВ с учетом проводимости металла. Проведено численное моделирование передаточных характеристик с учетом потерь на распространение в ферритовом и металлическом слоях. Выполнено сравнение результатов численного моделирования и экспериментального исследования, которое подтвердило адекватность разработанной теоретической модели.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Theory and Phenomena of Metamaterials / ed. by F. Capolino. Florence: CRC Press, 2009. 926 p.
2. Acoustic Metamaterials and Phononic Crystals / ed. by P. A. Deymier. Berlin: Springer, 2014. 378 p.
3. Photonic-Magnonic Crystals: Multifunctional Periodic Structures for Magnonic and Photonic Applications / J. W. Klos, M. Krawczyk, Yu. S. Dadoenkova et al. // J. Appl. Phys. 2014. Vol. 115. P. 174311.
4. Krawczyk M., Grundler D. Review and Prospects of Magnonic Crystals and Devices with Reprogrammable Band Structure // J. of Physics: Condensed Matter. 2014. Vol. 26, № 12. P. 123202.
5. Demokritov S. O., Slavin A. N. Magnonics: From Fundamentals to Applications. Berlin: Springer, 2012. 200 p.
6. Никитов С. А., Филимонов Ю. А., Высоцкий С. Л. Физические основы фильтрации СВЧ-сигналов с использованием магнонных кристаллов // Гетероманитная микроэлектроника. 2008. Вып. 5. С. 78–86.
7. Damon R. W., Van De Vaart H. Propagation of Magnetostatic Spin Waves at Microwave Frequencies in a Normally-Magnetized Disk // J. Appl. Phys. 1965. Vol. 36, № 11. P. 3453–3459.
8. Kalinikos B. A. Excitation of Propagating Spin Waves in Ferromagnetic Films // IEE Proc. 1980. Vol. 127, Pt. H, № 1. P. 4–10.
9. Electric Field Tunable Ferrite-Ferroelectric Hybrid Wave Microwave Resonators: Experiment and Theory / A. B. Ustinov, V. S. Tiberkevich, G. Srinivasan et al. // J. Appl. Phys. 2006. Vol. 100. P. 093905(1–7).
10. Гуревич А. Г., Мелков Г. А. Магнитные колебания и волны. М.: Физматлит, 1994. 464 с.
11. Zhi-Yuan Li, Lan-Lan Lin. Photonic Band Structures Solved by a Plane-Wave-Based Transfer-Matrix Method // Phys. Rev. E. 2003. Vol. 67. P. 046607.

V. V. Vitko, A. A. Nikitin, A. B. Ustinov, I. A. Ustinova, A. A. Semenov  
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

## Investigation of spin waves in metallized magnonic crystal

*Theoretical model for the ferrite spin-wave magnonic crystals has been developed. A considered magnonic crystal has a construction of periodically metallized thin ferrite film. An influence of various magnonic crystal parameters on its transmission-loss characteristic was analyzed. It is shown that a developed model described with high accuracy the microwave transmission-loss characteristics.*

Spin waves, magnonic crystal

Статья поступила в редакцию 29 марта 2016 г.

УДК 621.396.965

Р. А. Платонов, А. Г. Алтынников, А. В. Ястребов, А. К. Михайлов, А. Б. Козырев  
 Санкт-Петербургский государственный электротехнический  
 университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

## Электрически управляемая структура с периодическим изменением волнового сопротивления для отклонения основного луча высоконаправленного излучателя миллиметрового диапазона длин волн<sup>1</sup>

*Предложена новая конструкция электрически перестраиваемой многослойной структуры (дефлектора) миллиметрового диапазона длин волн на основе периодической структуры сегнетоэлектрик/линейный диэлектрик. Результаты численного моделирования параметров дефлектора демонстрируют повышение эффективности управления углом отклонения основного луча диаграммы направленности за счет дисперсионных свойств структуры по сравнению с существующими аналогами.*

**Сегнетоэлектрическая керамика, дефлектор, антенны, управление диаграммой направленности, миллиметровые волны**

Использование техники миллиметрового диапазона длин волн перспективно для применений в системах коммуникации и радиолокации из-за возможности обеспечения больших скоростей передачи данных и высокой степени пространственного разрешения [1]. Одним из примеров радиолокационных систем, активно разрабатываемых в настоящее время, являются автомобильные анти-столкновительные радары с частотой около 78 ГГц [2]. В указанных системах применяются антенны с возможностью электрического управления диаграммой направленности (ДН) и изменением ее формы. Среди антенных систем с электрическим сканированием ДН наиболее распространенными являются фазированные антенные решетки (ФАР), позволяющие реализовать быстрое сканирование луча в широком диапазоне углов.

Общими недостатками ФАР, особенно работающих в миллиметровом диапазоне, являются их высокая стоимость, определяемая фазовращательной системой, и сравнительно большие потери в делителях мощности. Одним из альтернативных решений, свободным от указанных недостатков, является создание электрически управляемых линз (дефлекторов), обеспечивающих пространственное сканирование ДН [3], [4].

Использование сегнетоэлектрического (СЭ) материала в конструкции электрически управляемого дефлектора позволяет создать антенную систему, сочетающую в себе быстроедействие и

точность ФАР, а также дешевизну и простоту конструкций линзовых систем. В [5]–[8] приведены описания конструкции и принципов работы ряда таких антенных систем на основе СЭ-материалов. Электрическое управление в СЭ-дефлекторах реализуется за счет зависимости диэлектрической проницаемости материала  $\varepsilon$  от приложенного к нему электрического поля  $E$ . Наиболее перспективным СЭ-материалом является твердый раствор титаната бария-стронция ( $\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$ ) в параэлектрической фазе. Прежде всего это обусловлено его высокой управляемостью  $K = \varepsilon(E=0)/\varepsilon(E \neq 0)$  и малыми СВЧ-потерями вплоть до частот порядка 100 ГГц. Изменение стехиометрического состава ( $x=0...0.5$ ) позволяет по сравнительно простой керамической технологии получать материал с необходимой диэлектрической проницаемостью в диапазоне  $\varepsilon = 100...1000$  [9]–[11].

На рис. 1, а показан простейший сегнетоэлектрический дефлектор, состоящий из одного сегнетоэлектрического слоя 1 с нанесенными высококорезистивными электродами 2, прозрачными для СВЧ-излучения [12]. Подача управляющего напряжения ( $U=0$  и  $U_{\max}$ ) между концами одного из электродов формирует градиент электрического потенциала вдоль его поверхности, что ведет к градиенту диэлектрической проницаемости в СЭ-слое (на рис. 1 показано градациями серого цвета). Вызванное изменением этого градиента из-

<sup>1</sup> Исследование выполнено при финансовой поддержке Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере.

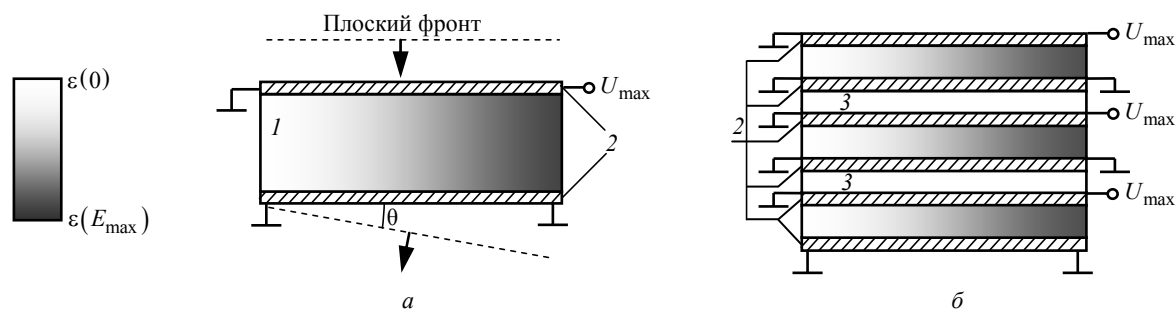


Рис. 1

менение фазового набега СВЧ-сигнала, проходящего через различные участки СЭ-слоя, приводит к наклону фазового фронта волны на угол  $\theta$  по отношению к плоскости апертуры дефлектора.

Максимальный угол сканирования такого дефлектора определяется соотношением

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{\lambda}{D} \frac{\Delta \varphi}{2\pi}, \quad (1)$$

где  $\lambda$  – длина волны в свободном пространстве;  $\Delta \varphi$  – разность фаз электромагнитного излучения на краях апертуры;  $D$  – размер апертуры дефлектора.

В приближении линейной зависимости  $\varepsilon(E)$  в СЭ-слое толщиной  $d$  величина  $\Delta \varphi$  определяется как

$$\Delta \varphi = (2\pi/\lambda) d \sqrt{\varepsilon(0)} (1 - 1/\sqrt{K}), \quad (2)$$

где  $d$  – толщина сегнетоэлектрика;  $\varepsilon(0)$  – диэлектрическая проницаемость сегнетоэлектрика в отсутствие управляющего электрического поля.

Стандартная керамическая технология обеспечивает для  $(\text{Ba}, \text{Sr})\text{TiO}_3$  значения диэлектрической проницаемости  $\varepsilon(E) = 100 \dots 500$  с управляемостью  $K \sim (1.5 \dots 2)$  при значениях напряженности электрического поля  $E_{\max} \sim 10 \dots 20$  В/мм. С учетом параметров СЭ результаты оценок на основе (1) и (2) показывают необходимость использования управляющего напряжения порядка 10 кВ для достижения углов сканирования  $\theta \sim 10^\circ$  при размерах апертуры 15 мм на частоте 78 ГГц. Очевидно, что практическая применимость дефлекторов при таких высоких значениях управляющих напряжений, особенно в импульсных режимах, является большой проблемой.

В настоящей статье предложена конструкция СЭ-дефлектора, которая позволяет существенно повысить эффективность сканирования луча по сравнению с существующими аналогами за счет дисперсионных свойств структур с периодическим изменением волнового сопротивления. Используя теоретические основы построения по-

лосно-пропускающих СВЧ-фильтров [13] проанализируем преимущества применения периодических структур для построения дефлекторов миллиметрового диапазона. Одним из подходов, обеспечивающих эффективный фазовый сдвиг, является построение структур на основе последовательности связанных между собой резонаторов. В рассматриваемой конструкции (рис. 1, б) периодическое изменение волнового сопротивления осуществляется чередованием слоев СЭ диэлектрика 2 и линейного диэлектрика (ЛД) 3. причем толщины СЭ- и ЛД-слоев соответствуют половине и четверти длины волны в материале соответственно. В результате СЭ-слои могут рассматриваться как последовательность полуволновых резонаторов с четвертьволновой связью. Приложение электрического поля к СЭ-слоям приводит к изменению их электрической длины и сдвигу полюсы пропускания всей структуры, т. е. к эффективному изменению фазового набега сигнала, проходящего сквозь структуру дефлектора. Таким образом, формирование градиента диэлектрической проницаемости СЭ-слоев в направлении, перпендикулярном направлению распространения сигнала, будет приводить к отклонению его фазового фронта.

Для оценки эффективности работы предлагаемой конструкции дефлектора был применен матричный аппарат расчета  $S$ -параметров электрических цепей на распределенных элементах. Слои СЭ и ЛД рассматривались как отрезки линий передач с соответствующей электрической длиной и волновым сопротивлением. На рис. 2 приведен относительный фазовый набег для плоской волны, проходящей через периодический 1 и однослойный 2 дефлекторы в зависимости от управляемости СЭ при условии равенства суммарной толщины СЭ в обеих конструкциях. Более резкая зависимость для периодической структуры позволяет достичь больших углов сканирования при меньшей управляемости СЭ-материала и, следовательно, при меньшем управляющем напряжении.

Использование периодической структуры неизбежно ведет к снижению рабочей полосы де-

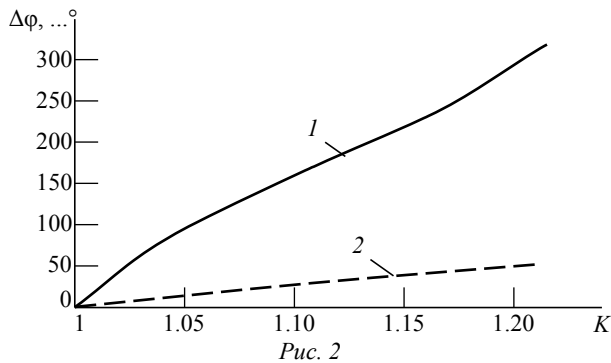


Рис. 2

флектора до значений  $\Delta f/f_{\text{раб}} \sim 1-2\%$ , однако для ряда применений в миллиметровом диапазоне это не является существенным недостатком (например, для антистолкновительного автомобильного радара).

Высокая диэлектрическая проницаемость сегнетоэлектрических материалов предполагает использование согласующих слоев (четвертьволновых трансформаторов). Однако в периодической структуре согласование со свободным пространством выполняется при выборе воздушных зазоров в качестве слоев линейного диэлектрика.

Для расчета угла отклонения главного луча ДН использовалось моделирование методом конечных элементов. Рассматривалось облучение дефлектора плоской волной, сформированной внешним источником излучения. Ширина луча диаграммы направленности (по уровню 3 дБ) задавалась размером апертуры дефлектора. Основные параметры конструкций периодической и однослойной структуры дефлектора, использованные при моделировании, приведены в таблице.

На рис. 3 представлены нормированные диаграммы направленности для источника излучения (1 – при отсутствии дефлектора, 2 – однослойный дефлектор, 3 – периодический дефлектор) на частоте 78 ГГц при апертуре дефлектора около 15 мм.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Millimeter-Wave Beamforming as an Enabling Technology for 5G Cellular Communications: Theoretical Feasibility and Prototype Results / W. Roh, J. Y. Seol, J. Park, B. Lee et al. // IEEE Communications Magazine. 2014. Vol. 52, iss. 2. P. 106–113.
2. Millimeter-Wave Technology for Automotive Radar Sensors in the 77 GHz Frequency Band / J. Hasch, E. Topak, R. Schnabel, T. Zwick et al. // IEEE Trans. on Microw. Theory Tech. 2012. Vol. MTT-60, iss. 3. P. 845–860.
3. Multilayer Antenna-Filter Antenna for Beam-Steering Transmit-Array Applications / L. Boccia, I. Russo, G. Amendola, G. Massa // IEEE Trans. on Microw. Theory Tech. 2012. Vol. MT-60, iss. 7. P. 2287–2300.

| Параметр      | Слой                 | Дефлектор     |             |
|---------------|----------------------|---------------|-------------|
|               |                      | периодический | однослойный |
| $\varepsilon$ | СЭ                   | 100           | 100         |
|               | ЛД                   | 1             | –           |
|               | Согласующий слой ЛД* | –             | 10          |
| $d$ , мм      | СЭ                   | $\sim 0.2$    | $\sim 0.6$  |
|               | ЛД                   | $\sim 1$      | –           |
|               | Согласующий слой ЛД  | –             | $\sim 0.3$  |

\*В однослойной конструкции СЭ-дефлектора необходимо использование согласующих слоев с обеих сторон дефлектора (на рис. 1, а не показаны).

Суммарная толщина СЭ одинакова в обеих структурах, коэффициент управляемости  $K_{\text{max}} = 1.16$ , что соответствует управляющему напряжению в случае периодического дефлектора порядка 1 кВ.

Использование более резкой зависимости относительного фазового набег от управляемости СЭ в периодической структуре дефлектора (рис. 2, 1) приводит к существенному увеличению угла отклонения луча диаграммы направленности (примерно  $10^\circ$ ) по сравнению с однослойной структурой дефлектора (около  $1^\circ$ ).

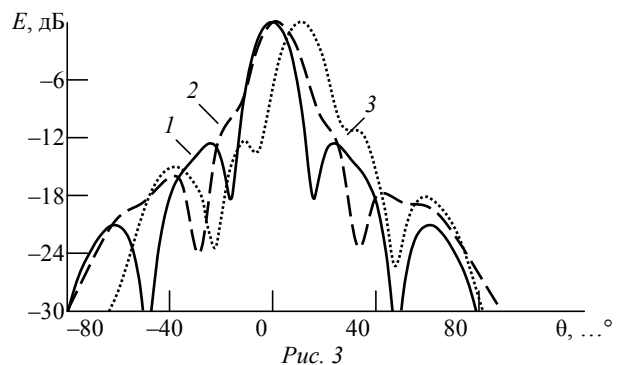


Рис. 3

На основе полученных результатов моделирования можно заключить, что периодическая структура дефлектора имеет существенные преимущества по сравнению с классической однослойной конструкцией.

4. Beam Steering Transmitarray Using Tunable Frequency Selective Surface With Integrated Ferroelectric Varactors / M. Sazegar, Y. Zheng, C. Kohler, H. Maune et al. // IEEE Trans. on Antennas Propag. 2012. Vol. AP-60, iss. 12. P. 5690–5699.
5. Пат. US 4323901 A. ICI H01Q19/06. Monolithic, Voltage Controlled, Phased Array / R. E. Wames, W. F. Hall, W. W. Hall, T. C. Lim. Publ. 06.04.1982.
6. Пат. US 5729239 A, ICI H01Q15/00. Voltage Controlled Ferroelectric Lens Phased Array / B. L. Jaganmohan. Publ. 17.03.1998.

7. Пат. US 0237322, ICI H01Q3/44, H01Q15/24. Ferroelectric Lens / V. Cherman, P. Fihol, S. Gevorgian et al. Publ. 24.09.2009.

8. Пат. US 0343009 A1, ICI H05K9/00. Deflecting Device for Electromagnetic Radiation / A. B. Kozyrev, A. G. Chernokalov, V. N. Osadchy et al. Publ. 26.12.2013.

9. Smolensky G. A. Ferroelectrics and Related Materials. New York: Academic Press, 1981. 763 p.

10. Ferroelectric Materials for Microwave Tunable Applications / A. K. Tagantsev, V. O. Sherman, K. F. Astafiev, J. Venkatesh et al. // J. Electroceramics. 2003. Vol. 11, iss. 1. P. 5–66.

11. Observation Of An Anomalous Correlation Between Permittivity and Tunability of a Doped (Ba, Sr)TiO<sub>3</sub>(Ba, Sr)TiO<sub>3</sub> Ferroelectric Ceramic Developed for Microwave Applications / A. B. Kozyrev, A. D. Kanareykin, E. A. Nenasheva, V. N. Osadchy et al. // Appl. Phys. Lett. 2009. Vol. 95, iss. 1. P. 012908.

12. Minami T. Present Status of Transparent Conducting Oxide Thin-Film Development for Indium-Tin-Oxide (ITO) Substitutes // Thin Solid Films. 2008. Vol. 516, iss 17. P. 5822–5828.

13. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи: в 2 т. Т. 1 / Г. Л. Матей, Л. Янг, Е. М. Т. Джонс; пер. под ред. Л. В. Алексеева, Ф. В. Кушнера. М.: Связь, 1971. 439 с.

R. A. Platonov, A. G. Altyinnikov, A. V. Yastrebov, A. K. Mikhailov, A. B. Kozyrev  
*Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"*

### **Electrically tunable structure with periodic change of wave impedance to deflection of the main beam highly directional emitter in millimeter**

*A new design of electrically tunable multilayer structure (deflector) millimeter wavelength range based on the periodic structure of the ferroelectric/linear dielectric is proposed. Numerical simulation results show the parameters of the deflector increase efficiency of the deflection angle of the main beam of the radiation pattern due to the dispersive properties of the structure in comparison with existing analogues.*

Ferroelectric ceramics, deflector, antenna radiation pattern control, millimeter waves

Статья поступила в редакцию 24 февраля 2016 г.



## Наши авторы

*Алтынников Андрей Геннадиевич*

Кандидат технических наук (2010), ассистент кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 27 научных работ. Сфера научных интересов – физика твердого тела; волновые процессы; СВЧ-микроэлектроника.

Тел.: +7 (921) 972-79-22.

E-mail: a.altynnikov@gmail.com

*Афанасьев Валентин Петрович*

Доктор технических наук (1997), профессор (1998), заведующий кафедрой квантовой электроники и оптико-электронных приборов Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 250 научных работ. Сфера научных интересов – физика и технология тонких пленок; приемники и преобразователи оптического излучения, включая солнечные модули.

Тел.: 8 (812) 234-31-60.

E-mail: VPAfanasyev@mail.ru

*Баруздин Сергей Анатольевич*

Доктор технических наук (2004), доцент (1995), профессор кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 90 научных работ. Сфера научных интересов – обработка сигналов, функциональная электроника, применение спинового и фотонного эха.

Тел.: 8 (812) 234-64-19.

E-mail: bkedr@rambler.ru

*Баскакова Александра Эдуардовна*

Магистр техники и технологии по направлению "Конструирование и технологии электронных средств" (2013), аспирантка кафедры микрорадиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор девяти научных публикаций. Сфера научных интересов – микроэлектронные фильтры СВЧ.

Тел.: 8 (812) 346-08-67.

E-mail: baskakovaleksandra@gmail.com

*Бутенко Вероника Вячеславовна*

Инженер (2013) по специальности "Информационные системы и технологии", аспирантка Государственного морского университета им. адмирала Ф. Ф. Ушакова, преподаватель кафедры информаци-

онных систем и технологии в названном университете. Автор 11 научных работ. Сфера научных интересов – технологии дополненной реальности; системы машинного зрения.

Тел.: +7 (918) 463-33-40.

E-mail: int00h@mail.ru

*Витко Виталий Валерьевич*

Магистр электроники и нанoeлектроники (2013), аспирант кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 15 научных работ. Сфера научных интересов – волновые процессы в мультиферроидных структурах на основе ферритов и сегнетоэлектриков.

Тел.: +7 (950) 021-79-43.

E-mail: vitaliy.vitko@gmail.com

*Гудинов Константин Кимович*

Доцент кафедры киновидеоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного института кино и телевидения. Автор 58 научных работ. Сфера научных интересов – фото-, кино- и видеотехника.

Тел.: +7 (901) 315-01-75.

E-mail: kvakg@mail.ru

*Двуреченский Сергей Александрович*

Старший преподаватель кафедры киновидеоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного института кино и телевидения. Автор восьми научных публикаций. Сфера научных интересов – кино- и видеотехника.

Тел.: +7 (921) 947-80-36.

E-mail: gdvsg@mail.ru

*Зиатдинов Сергей Ильич*

Доктор технических наук (2005), профессор (2008) кафедры информационно-сетевых технологий Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Автор более 140 научных работ. Сфера научных интересов – обработка сигналов в радиотехнических системах.

Тел.: 8 (812) 494-70-53.

E-mail: kaf53@GUAP.ru

*Козырев Андрей Борисович*

Доктор технических наук (1990), профессор (1993) кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 200 научных работ, из них 4 монографии. Сфера научных интересов –

СВЧ-устройства на основе нелинейных диэлектриков; физика сегнетоэлектриков; фазированные антенные решетки.

Тел.: +7 (921) 931-49-57.

E-mail: mlpeltech@gmail.com

*Куклин Сергей Владимирович*

Кандидат технических наук (1993), профессор (2010) кафедры киновидеоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного института кино и телевидения. Сфера научных интересов – кино- и видеотехника; приборы и методы записи и воспроизведения информации.

Тел.: +7 (911) 900-53-34.

E-mail: kva-gukit@mail.ru

*Липаков Николай Евгеньевич*

Аспирант ОАО "Всероссийский научно-исследовательский институт радиоаппаратуры", ведущий инженер указанного института. Окончил Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) по специальности "Радиотехнические системы" (2007). Автор шести научных публикаций. Сфера научных интересов – бортовое оборудование радиотехнических систем ближней навигации дециметрового диапазона; цифровая и аналоговая обработка сигналов.

Тел.: 8 (812) 740-15-19.

E-mail: lipakov\_nikolai@mail.ru

*Лось Андрей Павлович*

Доктор технических наук (1999), профессор (2009), ведущий научный сотрудник НИИ кораблестроения и вооружения ВМФ (Санкт-Петербург). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – математическая статистика, теория распознавания образов.

Тел.: +7 (921) 343-22-86.

E-mail: peclos@yandex.ru

*Любина Любовь Михайловна*

Бакалавр по направлению "Радиотехника" (2015), студентка 1-го курса магистратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор десяти научных работ. Сфера научных интересов – техническая электродинамика; антенно-фидерные устройства.

Тел.: +7 (911) 287-55-41.

E-mail: invers93@gmail.com

*Михайлов Анатолий Константинович*

Кандидат технических наук (2009), ассистент кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 14 научных работ. Сфера научных интересов – СВЧ-устройства на основе нелинейных диэлектриков, физика сегнетоэлектриков, устройства на объемных акустических волнах; радиофотоника.

Тел.: +7 (961) 811-42-36.

E-mail: mikhailov@live.ru

*Мухин Николай Вячеславович*

Кандидат технических наук (2013), ассистент кафедры квантовой электроники и оптико-электронных приборов Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 20 научных работ. Сфера научных интересов – физическое материаловедение; технология тонкопленочных структур на основе полярных металлооксидов.

Тел.: 8 (812) 234-31-60.

E-mail: MuhinNV\_LETI@mail.ru

*Никитин Андрей Александрович*

Кандидат физико-математических наук (2011), доцент (2015) кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – мультиферроидные материалы в СВЧ-электронике.

Тел.: 8 (812) 234-99-83.

E-mail: and.a.nikitin@gmail.com

*Платонов Роман Андреевич*

Инженер (2013) по направлению "Электроника и нанoeлектроника", аспирант кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – волновые процессы; СВЧ-микроволновая электроника.

Тел.: +7 (904) 553-78-09.

E-mail: r.a.platonov@gmail.com

*Редька Дмитрий Николаевич*

Ассистент кафедры квантовой электроники и оптико-электронных приборов Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 20 научных работ. Сфера научных интересов – лазерная техника и технология; технология тонкопленочных структур фотоэлектрических преобразователей.

Тел.: 8 (812) 234-31-60.

E-mail: dnredka@gmail.com

*Розов Алексей Константинович*

Доктор технических наук (1970), старший научный сотрудник (1973) Военно-морской академии (Санкт-Петербург). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – математическая статистика; статистический последовательный анализ.

Тел.: +7 (950) 046-05-71.

E-mail: pravonagizn@yandex.ru

*Русаков Александр Сергеевич*

Инженер по специальности "Проектирование и технология радиоэлектронных средств" (2010, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), аспирант кафедры микрорадиоэлектроники.

ники и технологии аппаратуры названного университета. Автор 19 научных работ. Сфера научных интересов – СВЧ-фильтры и антенны.  
Тел.: +7 (904) 516-55-93.  
E-mail: sanyarus@bk.ru

*Семенов Александр Анатольевич*

Кандидат физико-математических наук (2001), доцент (2003) кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – технология мультиферроидных материалов для СВЧ-электроники.  
Тел.: 8 (812) 234-99-83.  
E-mail: semalexander@gmail.com

*Тихомирова Галина Вениаминовна*

Доктор технических наук (2006), профессор (1999) кафедры киновидеоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного института кино и телевидения. Сфера научных интересов – приборы и методы записи и воспроизведения информации.  
Тел.: +7 (921) 313-15-46.  
E-mail: kvatihomirova@mail.ru

*Тургалиев Вячеслав Максutowич*

Магистр техники и технологии по направлению "Радиотехника" (2011), инженер кафедры микрорadioэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 38 научных работ. Сфера научных интересов – многополосные и перестраиваемые фильтры СВЧ; многослойные интегральные схемы СВЧ на основе LTCC; нефостеровские элементы.  
Тел.: 8 (812) 346-08-67.  
E-mail: V.Turgaliev@gmail.com

*Устинов Алексей Борисович*

Доктор физико-математических наук (2012), профессор (2015) кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – линейные и нелинейные свойства колебаний и волн намагниченности в ферромагнитных пленках и слоистых структурах на их основе; разработка СВЧ-микрoэлектронных приборов.  
Тел.: 8 (812) 234-99-83.  
E-mail: Ustinov\_rus@yahoo.com

*Устинова Ирина Александровна*

Бакалавр электроники и наноэлектроники (2015) Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор трех научных публикаций. Сфера научных интересов – спиновые волны и устройства на основе ферритовых пленок и феррит-сегнетоэлектрических слоистых структур.  
Тел.: +7 (921) 306-26-61.  
E-mail: ustinovairin@yahoo.com

*Холодняк Дмитрий Викторович*

Кандидат технических наук (2012), доцент кафедры микрорadioэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 160 научных работ. Сфера научных интересов – СВЧ-микрoэлектроника; метаматериалы; высокотемпературные сверхпроводники; многослойные интегральные схемы СВЧ на основе LTCC; нефостеровские элементы.  
Тел.: 8 (812) 346-08-67.  
E-mail: Dmitry.Kholodnyak@mwlab.spb.ru

*Шаринова Инна Александровна*

Магистр кафедры квантовой электроники и оптико-электронных приборов Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Сфера научных интересов – лазерная техника и технология; технология тонкопленочных структур фотоэлектрических преобразователей.  
Тел.: 8 (812) 234-31-60.  
E-mail: innature@mail.ru

*Ястребов Александр Владимирович*

Магистр по направлению "Электроника и наноэлектроника" (2016) Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Сфера научных интересов – системы беспроводной связи; СВЧ-микрoэлектроника.  
Тел.: +7 (911) 745-30-30.  
E-mail: yastrebov@dinitex.com

## **Требования к оформлению статей, предлагаемых для публикации в журнале "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника"**

В редакционный совет журнала "Известия вузов России. Радиоэлектроника" необходимо представить:

- распечатку рукописи (1 экз.). Распечатка должна представлять собой твердую копию файла статьи;
- электронную копию статьи (CD либо DVD). По предварительному согласованию с редсоветом допустима передача по электронной почте;
- отдельный файл для каждого рисунка и каждой таблицы в формате тех редакторов, в которых они были подготовлены (также возможна передача по электронной почте по предварительному согласованию). Размещение рисунка в электронной копии статьи не освобождает от его представления отдельным файлом;
- элементы заглавия на английском языке (1 экз.);
- экспертное заключение о возможности опубликования в открытой печати (1 экз.);
- сведения об авторах и их электронную копию (на русском и на английском языках) (1 экз.);
- рекомендацию кафедры (отдела) к опубликованию (следует указать предполагаемую рубрику) (1 экз.);
- сопроводительное письмо (1 экз.).

Авторы вправе представить вместе с авторскими материалами рецензию независимого специалиста. За редакцией при рецензировании рукописи сохраняется право учесть представленную рецензию. Подпись рецензента должна быть заверена по месту его работы.

### **Правила оформления текста**

Текст статьи подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word. Формат бумаги А4. Параметры страницы: поля – верхнее, левое и нижнее 2.5 см, правое 2 см; колонтитулы – верхний 2 см, нижний 2 см. Применение полужирного и курсивного шрифтов допустимо при крайней необходимости.

Дополнительный, поясняющий текст следует выносить в подстрочные ссылки при помощи знака сноски, а при большом объеме – оформлять в виде приложения к статье. Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.

Все сведения и текст статьи набираются гарнитурой "Times New Roman"; размер шрифта 10.5 pt; выравнивание по ширине; абзацный отступ 0.6 см; межстрочный интервал "Множитель 1.1"; автоматическая расстановка переносов.

Распечатка подписывается всеми авторами.

#### *Элементы заглавия публикуемого материала*

1. УДК (выравнивание по левому краю).
2. Перечень авторов – Ф. И. О. автора (-ов) полностью, если авторов несколько – разделенные запятыми. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; не отрывать инициалы от фамилии.
3. Место работы авторов. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, а затем список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.
4. Название статьи.
5. Аннотация – 3–7 строк, характеризующих содержание статьи.
6. Реферат – текст объемом до 1000 знаков, характеризующий содержание статьи; необходим для размещения статьи в базе данных.
7. Ключевые слова – 3–10 слов и/или словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми; в конце списка точка не ставится.

Каждый элемент заглавия приводится с новой строки.

#### *Основной текст*

Шрифт "Times New Roman" 10.5 pt, выравнивание по ширине, абзацный отступ 0.6 см, межстрочный интервал "Множитель 1.1".

Используются подстрочные ссылки (шрифт "Times New Roman" 8 pt, выравнивание по ширине; межстрочный интервал "Одинарный"), имеющие сквозную нумерацию в пределах статьи.

#### *Список литературы*

1. Строка с текстом "Список литературы".
2. Собственно список литературы – библиографические описания источников, выполненные по ГОСТ 7.1–2008 "Библиографическое описание документа". Каждая ссылка с номером – в отдельном абзаце.

В ссылках на материалы конференций обязательно указание даты и места их проведения; при ссылках на статьи в сборниках статей обязательно приводятся номера страниц, содержащих данный материал.

Ссылки на неопубликованные и нетиражированные работы не допускаются.

При ссылках на материалы, размещенные на электронных носителях, необходимо указывать электронный адрес до конкретного материала (т. е. включая сегмент, оканчивающийся расширением, соответствующим текстовому документу) и дату обращения к нему либо полный издательский номер CD или DVD. Редакция оставляет за собой право потребовать от автора замены ссылки, если на момент обработки статьи по указанному адресу материал будет отсутствовать.

При ссылках на переводную литературу необходимо отдельно привести ссылку на оригинал.

При ссылках на источники на русском языке необходимо дополнительно привести перевод ссылки на английский язык с указанием после ссылки "(in Russian)". Формат перевода должен соответствовать формату, принятому в журналах IEEE.

#### *Элементы заглавия на английском языке*

Элементы включают:

1. Перечень авторов – Ф. И. О. автора (-ов) полностью, разделенные запятыми. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; не отрывать инициалы от фамилии.
2. Место работы авторов. Необходимо убедиться в корректном (согласно уставу организации) написании ее названия на английском языке. Перевод названия возможен лишь при отсутствии англоязычного названия в уставе. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, а затем список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.
3. Название статьи (перевод названия, указанного перед текстом).
4. Резюме (abstract) статьи объемом до 0.5 с., кратко излагающее постановку задачи, примененные методы ее решения, полученные результаты. Допустимы ссылки на рисунки и таблицы, приведенные в основном тексте.
5. Аннотация (перевод аннотации, указанной перед текстом).
6. Ключевые слова (перевод списка ключевых слов, указанного перед текстом).

Каждый элемент заглавия приводится с новой строки.

#### *Верстка формул*

Формулы подготавливаются в редакторе формул MathType; нумеруются только те формулы, на которые есть ссылки в тексте статьи; использование при нумерации букв и других символов не допускается.

Формулы, как правило, выключаются в отдельную строку; в тексте допустимо расположение только однострочных формул, на которые нет ссылок (надстрочные и подстрочные символы в таких формулах допустимы).

Выключенные в отдельную строку формулы выравниваются по середине строки, номер (при необходимости) заключается в круглые скобки и выравнивается по правому краю текста.

Необходимо использовать следующие установки редактора формул. **Размеры:** "полный" 10.5 pt, "подстрочный" 9 pt, "под-подстрочный" 7 pt, "символ" 14.5 pt, "подсимвол" 12.5 pt. **Стили:** текст, функция, число, кириллица – шрифт "Times New Roman", вектор-матрица – шрифт "Times New Roman", жирный; греческий малый, греческий большой, символ – шрифт "Symbol", прямой; переменная – шрифт "Times New Roman", курсив. Индексы, представляющие собой слова, сокращения слов или аббревиатуры, набираются только в прямом начертании.

Скобки и знаки математических операций вводятся с использованием шаблонов редактора формул MathType.

Начертание обозначений в формулах и в основном тексте должно быть полностью идентично. Все впервые встречающиеся в формуле обозначения должны быть расшифрованы сразу после формулы. После нее ставится запятая, а на следующей строке без абзацного отступа после слова "где" приводятся все обозначения и через тире – их расшифровки; список должен быть составлен в порядке появления обозначений в формуле; в многострочных формулах вначале полностью описывается числитель, а затем – знаменатель; изменение индекса также считается введением нового обозначения, требующего новой расшифровки.

Если при расшифровке встречается обозначение, в свою очередь требующее формульной записи и расшифровки, то с ним поступают как с отдельной формулой, но расшифровку помещают в круглые скобки.

#### *Верстка рисунков*

Рисунки, представляющие собой графики, схемы и т. п., должны быть выполнены в графических векторных редакторах (встроенный редактор Microsoft Word, CorelDraw, Microsoft Visio и т. п.) в черно-белом виде. Использование точечных форматов (.bmp, .jpeg, .tiff, .html) допустимо только для рисунков, представ-

ление которых в векторных форматах невозможно (фотографии, копии экрана монитора и т. п.). Качество рисунков и фотографий должно быть не менее 300 dpi.

В поле рисунка должны размещаться только сам рисунок и его нумерационный и тематический заголовки. Под рисунком размещаются нумерационный заголовок и через точку – тематический. Строка (строки), содержащая заголовок, центрируется относительно рисунка. Переносы в словах в этой области недопустимы.

Описание самого рисунка и введенных на нем обозначений следует приводить в основном тексте статьи.

Каждый рисунок вместе с заголовком должен помещаться в текстовое поле или в поле объекта (в терминах Microsoft Word).

Следует стремиться к горизонтальному размеру рисунка, равному 16.5 или 7.9 см (в первом случае рисунок будет заверстан в разрез текста, во втором – в оборку).

Буквенные обозначения фрагментов рисунка (шрифт "Times New Roman", курсив, 9 pt) ставятся под фрагментом перед нумерационным заголовком; в тексте ссылка на фрагмент ставится после нумерационного заголовка через запятую (например, рис. 1, а).

Рисунок размещается в ближайшем возможном месте после первого упоминания его или его первого фрагмента в тексте. Первая ссылка на рисунок приводится, например, как (рис. 3), последующие – как (см. рис. 3).

Основные линии на рисунках (границы блоков и соединительные линии на схемах, линии графиков) имеют толщину 1 pt, вспомогательные (выноски, оси, размерные линии) – 0.6 pt.

При формировании рисунка, представляющего собой схему, следует придерживаться требований ГОСТ, ЕСКД, ЕСПД (в частности, недопустимо использовать условные графические обозначения, соответствующие стандартам США и Европы, но не совпадающие с предусмотренными ГОСТ).

На рисунках, представляющих собой графики зависимостей, не следует делать размерную сетку, следует дать лишь засечки на осях, причем все засечки должны быть оцифрованы (т. е. всем засечкам должны соответствовать определенные числовые значения).

Если оси на рисунках оцифрованы, то они завершаются на позиции очередной засечки, где засечка не ставится, а вместо числовых значений даются обозначение переменной и (через запятую) единица измерения. Если оси не оцифровываются, то они завершаются стрелками, рядом с которыми даются обозначения переменных без единиц измерения.

Длины и шаг засечек следует устанавливать таким образом, чтобы на рисунке не было пустых областей, т. е. каждая засечка должна оцифровывать хотя бы некоторые точки одной из приведенных кривых.

Все текстовые фрагменты и обозначения на рисунке даются гарнитурой "Times New Roman" размером 9 pt с одинарным межстрочным интервалом; цифровые обозначения, буквенные обозначения фрагментов и нумерационный заголовок выделяются курсивом.

При необходимости в отдельных текстовых полях на рисунке могут помещаться обозначения и тексты, сформированные в редакторе формул; при этом следует использовать следующие установки редактора: размеры – "полный" 9 pt, "подстрочный" 7 pt, "под-подстрочный" 5.5 pt, "символ" 13 pt, "подсимвол" 11 pt.

Ссылки на обозначения на рисунке в основном тексте даются тем же начертанием (прямым или курсивным), как и на рисунке, но с размером шрифта 10.5 pt, соответствующим размеру основного текста.

#### *Верстка таблиц*

Текст в таблицах печатается через одинарный интервал, шрифтом "Times New Roman"; основной текст 9 pt, индексы 7 pt, подындексы 5.5 pt.

Таблица состоит из следующих элементов: нумерационного и тематического заголовков; головки (заголовочной части), включающей заголовки граф (объясняют значение данных в графах); боковика (первой слева графы) и прографки (остальных граф таблицы).

Нумерационный заголовок содержит слово "Таблица" и ее номер арабскими цифрами (без знака номера перед ними, без точки на конце; выравнивается по правому полю таблицы и выделяется светлым курсивом). На следующей строке дается тематический заголовок (выравнивается по центральному полю таблицы и выделяется жирным прямым; после него точка не ставится). Ссылка в тексте на таблицу дается аналогично ссылке на рисунок. Нумерация таблиц – сквозная в пределах статьи. Если таблица единственная, нумерационный заголовок не дается, а ссылка в тексте приводится по типу "см. таблицу".

Над продолжением таблицы на новой странице ставится заголовок "Продолжение табл. 5" (если таблица на данной странице не оканчивается) или "Окончание табл. 5" (если таблица на данной странице оканчивается). Если таблица продолжается на одной или на нескольких последующих страницах, то ее головка должна быть повторена на каждой странице.

Ни один элемент таблицы не должен оставаться пустым.

Заголовки пишут в именительном падеже единственного или множественного числа без произвольного сокращения слов (допустимы только общепринятые сокращения всех видов: графические сокращения, буквенные аббревиатуры и сложносокращенные слова). Множественное число ставится только тогда, когда среди текстовых показателей графы есть показатели, стоящие во множественном числе.

В одноярусной головке все заголовки пишутся с прописной буквы. В двух- и многоярусных головках заголовки верхнего яруса пишутся с прописной буквы; заголовки второго, третьего и т. д. ярусов – с прописной буквы, если они грамматически не подчинены стоящему над ними заголовку верхнего яруса, и со строчной, если они грамматически подчинены ему.

#### **Сведения об авторах**

Включают для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), почетные звания (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (не более 5–6 строк), название организации, должность, служебный и домашний адреса, служебный и домашний телефоны, адрес электронной почты, при наличии – факс. Если ученых и/или академических степеней и званий нет, то следует указать место получения высшего образования, год окончания вуза и специальность. В справке следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

#### **Перечень основных тематических направлений журнала**

Тематика журнала соответствует группам специальностей научных работников 05.12.00 – "Радиотехника и связь", 05.27.00 – "Электроника" и 05.11.00 – "Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы" (в редакции приказа ВАК от 10.01.2012 № 5) и представляется следующими основными рубриками:

"Радиотехника и связь":

- Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов;
- Проектирование и технология радиоэлектронных средств;
- Телевидение и обработка изображений;
- Электродинамика, микроволновая техника, антенны;
- Системы, сети и устройства телекоммуникаций;
- Радиолокация и радионавигация;

"Электроника":

- Микро- и нанoeлектроника;
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника;
- Радиофотоника;
- Электроника СВЧ;

"Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы":

- Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн;
- Метрология и информационно-измерительные приборы и системы;
- Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий.

Рукописи аспирантов публикуются бесплатно.

Адрес редакционного совета: 197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5, СПбГЭТУ "ЛЭТИ", Издательство. Технические вопросы можно выяснить по адресу [radioelectronic@yandex.ru](mailto:radioelectronic@yandex.ru)