



**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. Калинин** (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**

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

**СОДЕРЖАНИЕ**



**Радиотехнические средства передачи,  
приема и обработки сигналов**

**Сьянов В. А.** Весовая обработка сигналов на основе кодов Баркера с малым числом различающихся весовых коэффициентов ..... 3

**Попов Д. И.** Инвариантная обработка многочастотных сигналов..... 8

**Зиатдинов С. И.** Анализ ошибок узкополосного приема частотно-модулированных сигналов ..... 12



**Телевидение и обработка изображений**

**Баранов П. С.** Структура кодирующих светофильтров для одновременного повышения разрешающей способности и чувствительности телевизионной камеры ..... 15

**Обухова Н. А., Мотыко А. А.** Автоматический метод анализа мультиспектральных кольпоскопических изображений для телевизионной системы диагностики рака шейки матки ..... 24



**Электродинамика,  
микроволновая техника, антенны**

**Иншаков Ю. М., Осадчий А. Ю.** Виртуальная адаптивная антенная решетка с учетом взаимного влияния ее элементов на основе LMS-алгоритма ..... 34

**Григорьев А. Д., Мещеряков В. В., Семенов С. Н.** Исследование эффекта изменения поляризации микроволнового излучения скрытыми объектами на теле человека..... 41



**Радиолокация и радионавигация**

**Леонтьев В. В., Пименов А. А.** Новая парадигма решения задачи радиолокационного обнаружения пленок нефти при скользящих углах облучения поверхности моря..... 46

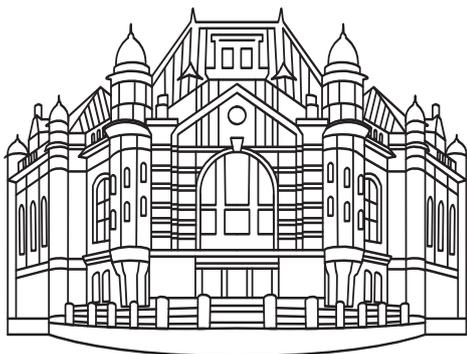
**Орлов В. К., Рамаданов В. С.** Использование дифференциально-геометрических методов для построения траекторий движущихся летательных аппаратов ..... 49



**Редакционный отдел**

Тематический указатель статей за 2015 г. .... 54

Авторский указатель статей за 2015 г. .... 58



## 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 радиопроизводства 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.

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)

Наши авторы ..... 59

Требования к оформлению статей, предлагаемых для публикации в журнале "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника" ..... 61

**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 28.12.15.

Формат 60 × 84 1/8. Бумага офсетная.

Печать цифровая. Гарнитура «Times New Roman».

Уч.-изд. л. 8,32. Усл.-печ. л. 8,0.

Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.). Заказ 159.

### Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5

Тел. / факс: 8 (812) 346-28-56



УДК 621.396.62

В. А. Сьянов

Нижегородский государственный технический  
университет им. Р. Е. Алексеева

## Весовая обработка сигналов на основе кодов Баркера с малым числом различающихся весовых коэффициентов

*Рассмотрен метод подавления боковых лепестков сигналов на основе кодов Баркера с малым числом различающихся весовых коэффициентов. Приведена регулярная методика отыскания весовых коэффициентов. Рассчитаны коэффициенты весовых фильтров первого, второго и третьего порядков нечетных кодов Баркера. Найдены потери в отношении "сигнал/шум".*

### Автокорреляционная функция, передаточная функция, инверсный фильтр, ромбовидная таблица

Применение сложных сигналов с большими базами в радиолокации и связи дает ряд преимуществ по сравнению с простыми сигналами. Наряду с этим можно отметить и недостатки их применения. Один из них – наличие боковых лепестков по оси времени в обе стороны от сжатого импульса. При использовании бинарных фазокодированных (ФКМ) сигналов Баркера, состоящих из  $N$  элементов, уровень их боковых лепестков в  $N$  раз ниже уровня основного пика и одинаков для каждого из них [1].

При наблюдении обстановки радиолокационной станцией, использующей сжатие импульсов большого числа целей с существенным разбросом значений эффективных поверхностей рассеяния, боковые лепестки по дальности представляют собой источник интерференционных помех, которые могут замаскировать более слабые цели. Этот недостаток в случае использования ФКМ-сигналов Баркера усугубляется тем, что уровень их боковых лепестков не уменьшается при удалении от центрального пика, как это, например, наблюдается для ЛЧМ-сигнала.

Таким образом, возникает необходимость применения устройств подавления боковых лепестков – весовых фильтров. Платой за их использование являются дополнительные потери в отношении "сигнал/шум" вследствие неоптимальности обработки сигналов [2], [3].

Один из возможных путей решения задачи – применение инверсных весовых фильтров [4], [5].

Недостатками указанных устройств являются сложность их технической реализации и отсутствие регулярной методики расчета весовых коэффициентов. В настоящей статье сделана попытка устранить эти недостатки.

Рассмотрим устройство обработки сигналов Баркера в виде весового инверсного фильтра, следующего за согласованным. Найдем энергетический спектр сигнала Баркера как преобразование Фурье от его автокорреляционной функции в следующем виде:

$$G(f) = c \left( \frac{\sin \pi f \tau_0}{\pi f \tau_0} \right)^2 H(f), \quad (1)$$

где  $f$  – частота;  $c = \text{const}$ ;  $\tau_0$  – длительность частичного импульса. В (1) первый множитель является спектром треугольного импульса, а второй обусловлен фазовой манипуляцией и имеет вид

$$H(f) = \begin{cases} N - 1 + \frac{\sin 2\pi f \tau_0 N}{\sin 2\pi f \tau_0}, & N = 5, 13; \\ N + 1 - \frac{\sin 2\pi f \tau_0 N}{\sin 2\pi f \tau_0}, & N = 3, 7, 11. \end{cases} \quad (2)$$

Из (2) следует, что множитель  $H(f)$  является периодической функцией Дирихле вида  $\sin Nx / \sin x$  с постоянной составляющей и не обращается в ноль на любой частоте  $f$ . Последнее обстоятельство позволяет отыскать весовой фильтр как фильтр, инверсный  $H(f)$ .

Пропускание сигнала после оптимального фильтра через такой инверсный фильтр приводит к подавлению боковых лепестков сжатого импульса. Физически последнее можно обосновать тем, что при  $H(f) = \text{const}$  энергетический спектр будет спектром единичного треугольного импульса. Боковые лепестки в этом случае могут быть подавлены до сколь угодно малого уровня.

Для коэффициента передачи весового фильтра  $G_B(f)$ , осуществляющего "полное" подавление боковых лепестков с точностью до фазового множителя, характеризующего инерционные свойства фильтра, из (1) можно найти:

$$G_B(f) = \begin{cases} [N + \varphi(f)]^{-1}, & N = 5, 13; \\ [N - \varphi(f)]^{-1}, & N = 3, 7, 11, \end{cases} \quad (3)$$

где  $\varphi(f) = \frac{\sin 2\pi f \tau_0 N}{\sin 2\pi f \tau_0} - 1$ .

Поскольку  $|\varphi(f)|/N < 1$ , выражение (3) можно представить суммой членов бесконечно убывающей геометрической прогрессии:

$$G_B(f) = \sum_{i=0}^{\infty} \beta_i \varphi^i(f),$$

где  $\beta_i = \text{const}$ , зависящие от  $N$ .

Из соображений физической реализуемости ограничим верхний предел суммирования и получим  $l$ -е приближение предыдущего выражения

$$G_B^{(l)}(f) = \sum_{i=0}^l \beta_i \varphi^i(f). \quad (4)$$

Выражение (4) можно представить в следующем виде:

$$G_B^{(l)}(f) = \alpha_l + \varphi(f) \times [\alpha_{l-1} + \dots + \varphi(f) [\alpha_1 + \varphi(f)] \dots], \quad (5)$$

где  $\alpha_i = \text{const}$  выражаются через  $\beta_i$ .

Выражение (5) с точностью до постоянного фазового множителя  $\exp[-j2\pi f \tau_0 (N-1)l]$ , характеризующего задержку в фильтре, определяет коэффициент передачи весового фильтра  $l$ -го приближения.

Для отыскания структуры этого фильтра (рис. 1) найдем его импульсную характеристику  $g^{(l)}(t)$  как преобразование Фурье от (5):

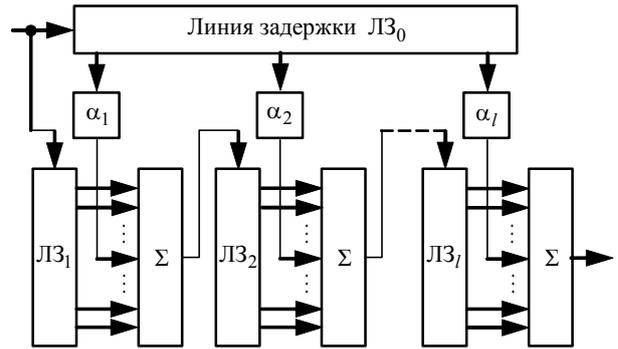


Рис. 1

$$g^{(l)}(t) = \alpha_l \delta(t - t_l) + g(t) \otimes [\alpha_{l-1} \delta(t - t_{l-1}) + \dots + g(t) \otimes [\alpha_1 \delta(t - t_1) + g(t)] \dots], \quad (6)$$

где  $\delta(t)$  – дельта-функция Дирака;  $t_i = i(N-1)\tau_0$ ,  $i \in [1, l]$  – время задержки между отводами в

ЛЗ<sub>0</sub>;  $g(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \delta(t - 2i\tau_0) - \delta(t - t_1)$  – преоб-

разование Фурье от  $\varphi(f)$ ; "⊗" – обозначение операции свертки.

Как видно из выражения (6), весовой фильтр  $l$ -го приближения состоит из идентичных структур с импульсной характеристикой  $g(t)$ , включающих в себя линии задержки ЛЗ<sub>1</sub>–ЛЗ<sub>l</sub> с  $N-1$  отводами и сумматоры. Время задержки между соседними отводами ЛЗ в этих структурах составляет  $2\tau_0$ , а общая задержка в них равна  $2\tau_0(N-1)$ . Центральные веса  $\alpha_i$  расположены на выводах ЛЗ<sub>0</sub> с задержкой  $t_1 = (N-1)\tau_0$  между ними, а также между входом и выводом с весом  $\alpha_1$ .

В частном случае для  $l=1$  из (6) имеем  $g^{(1)}(t) = \alpha_1 \delta(t - t_1) + g(t)$ , где  $t_1 = (N-1)\tau_0$  – время задержки для центрального весового коэффициента. Структурная схема фильтра первого приближения показана на рис. 2. Он представляет собой устройство весового суммирования с единственным отличным от единицы весовым коэффициентом  $\alpha_1$ .

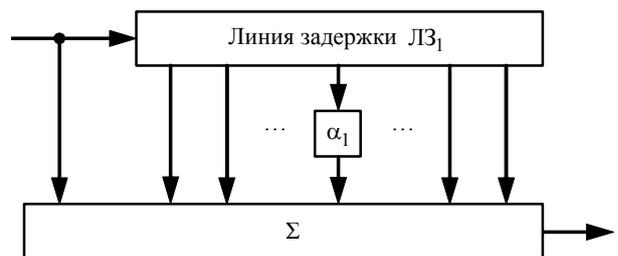


Рис. 2

Рассмотрим методику отыскания весового коэффициента  $\alpha_1$  для весового фильтра первого приближения, который в дальнейшем будем называть однозвенным.

Для отыскания весового коэффициента  $\alpha_1$  необходимо найти сигнал на выходе однозвенного весового фильтра как свертку решетчатых функций входного сигнала и импульсной характеристики весового фильтра. Решетчатая функция сигнала характеризует его значения в дискретные моменты времени  $t_i = i\tau_0$ ,  $i = 0, 1, 2, \dots$

Решетчатая функция сигнала Баркера единичной амплитуды при  $N = 5$  имеет вид

$$S_5 = (S_{5i}) = (1, 0, 1, 0, 5, 0, 1, 0, 1), \quad i = \overline{1, 9}.$$

Этот сигнал поступает на вход весового фильтра с импульсной характеристикой

$$g_5^{(1)} = (g_{5j}^{(1)}) = (1, 0, 1, 0, \alpha_1, 0, 1, 0, 1), \quad j = \overline{1, 9}.$$

Для определения выходного сигнала весового фильтра применим ромбовидную табл. 1 [1]. В строках таблицы приведены копии входного сигнала с учетом задержек на  $t_i = i\tau_0$ , соответствующих  $j$ -м членам импульсной характеристики (выводов ЛЗ)<sup>1</sup>. В последней строке таблицы дана решетчатая функция выходного сигнала фильтра (выхода сумматора). Прочерками в ячейках таблицы указаны начальные значения, присутствующие на выводах ЛЗ до прихода сигнала. В рассмотрен-

Таблица 1

$j$	$g_5^{(1)}$	$i$									
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	...
0	1	1	0	1	0	5	0	1	0	1	...
2	1	-	-	1	0	1	0	5	0	1	...
4	$\alpha_1$	-	-	-	-	$\alpha_1$	0	$\alpha_1$	0	$5\alpha_1$	...
6	1	-	-	-	-	-	-	1	0	1	...
8	1	-	-	-	-	-	-	-	-	1	...
$\Sigma$		1	0	2	0	$6 + \alpha_1$	0	$7 + \alpha_1$	0	$5\alpha_1 + 4$	...

ном примере эти значения приняты равными 0.

Запишем задачу определения как задачу нелинейного программирования:

$$\begin{cases} (5\alpha_1 + 4)_{\max}; \\ |6 + \alpha_1| \leq 2; \\ |7 + \alpha_1| \leq 2. \end{cases} \quad (7)$$

<sup>1</sup> Для упрощения записи ромбовидной таблицы с учетом симметрии решетчатой функции сигнала Баркера и импульсной характеристики фильтра приведена только ее левая часть, заканчивающаяся столбцом с максимальным откликом.

Здесь первое выражение указывает на задачу определения значения  $\alpha_1$ , максимизирующего выражение  $(5\alpha_1 + 4)$ , а последующие – описывают ограничения решения задачи, в данном случае – ограничения на уровень боковых лепестков, зависящих от  $\alpha_1$ , которые не должны превышать по абсолютному значению максимальных боковых лепестков, не зависящих от  $\alpha_1$ .

Система (7) удовлетворяется при  $\alpha_1 = -8$ . Тогда решетчатая функция выходного сигнала имеет вид<sup>2</sup>

$$S_5^{(1)} = (1, 0, 2, 0, -2, 0, -1, 0, -36, \dots). \quad (8)$$

Аналогичным образом, используя ромбовидную табл. 2 можно найти сигнал на выходе весо-

Таблица 2

$j$	$g_5^{(1)}$	$i$								
		0	1	2	3	4	5	6	7	8
0	1	-1	0	3	0	-1	-	-	-	-
2	$\alpha_1$	-	-	$-\alpha_1$	0	$3\alpha_1$	0	$-\alpha_1$	-	-
4	1	-	-	-	-	-1	0	3	0	-1
$\Sigma$		-1	0	$3 - \alpha_1$	0	$3\alpha_1 - 2$	0	$3 - \alpha_1$	0	-1

вого фильтра для  $N = 3$ .

Запишем условия для отыскания  $\alpha_1$ :

$$\begin{cases} (3\alpha_1 - 2)_{\max}; \\ |3 - \alpha_1| \leq 1. \end{cases} \quad (9)$$

Система (9) удовлетворяется при  $\alpha_1 = 4$ . Сигнал на выходе весового фильтра имеет следующий вид:

$$S_3^{(1)} = (-1, 0, -1, 0, 10, 0, -1, 0, -1).$$

В этом случае относительный уровень боковых лепестков составляет 1/10 против 1/3 во входном сигнале.

Перейдем к рассмотрению фильтра второго приближения. Для  $l = 2$  импульсная характеристика весового фильтра имеет вид

$$g^{(2)}(t) = \alpha_2 \delta(t - t_2) + g(t) \otimes [\alpha_1 \delta(t - t_1) + g(t)],$$

где  $t_2 = (N - 1)2\tau_0$ ,  $t_1 = (N - 1)\tau_0$  – времена задержки суммирования весовых коэффициентов  $\alpha_2$  и  $\alpha_1$  соответственно.

На рис. 3 представлена структурная схема весового фильтра второго приближения. Он состоит

<sup>2</sup> Поскольку получающийся после взвешивания сигнал симметричен, для сокращения записи приведена только его левая половина.

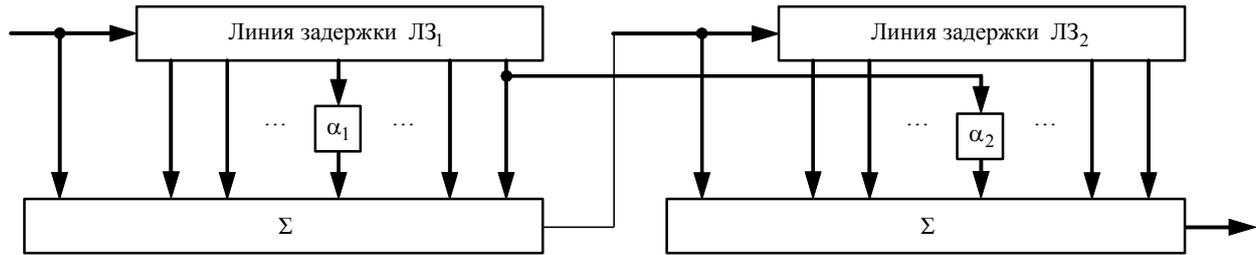


Рис. 3

Таблица 3

j	g <sub>5</sub> <sup>(2)</sup>	i														
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	...	
0	1	1	0	2	0	-2	0	-1	0	-36	0	-1	0	-2	...	
2	1	-	-	1	0	2	0	-2	0	-1	0	-36	0	-1	...	
4	α <sub>2</sub>	-	-	-	-	-	-	-	-	α <sub>2</sub>	0	α <sub>2</sub>	0	5α <sub>2</sub>	...	
6	1	-	-	-	-	-	-	1	0	2	0	-2	0	-1	...	
8	1	-	-	-	-	-	-	-	-	1	0	2	0	-2	...	
Σ		1	0	3	0	0	0	-2	0	α <sub>2</sub> - 34	0	α <sub>2</sub> - 37	0	5α <sub>2</sub> - 6	...	

из двух идентичных структур  $g(t)$  весового суммирования, включенных последовательно. Левый по схеме каскад совпадает со схемой фильтра первого приближения. Линия задержки ЛЗ<sub>1</sub> обеспечивает задержки входного сигнала для ветвей с весовыми коэффициентами  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$ , поэтому ЛЗ<sub>0</sub> в двухзвенном весовом фильтре отсутствует. На вход правого весового фильтра поступает ранее полученный сигнал, в частности, для решетчатой функции сигнала кода Баркера при  $N = 5$  – сигнал (8).

Опираясь на ромбовидную табл. 3, найдем значение коэффициента  $\alpha_2$  правого по схеме на рис. 3 фильтра первого приближения.

Весовой коэффициент  $\alpha_2$  определим из условия максимизации центрального пика при минимальных значениях боковых лепестков, зависящих от искомого коэффициента:

$$\begin{cases} (5\alpha_2 - 6)_{\max}; \\ |\alpha_2 - 34| \leq 3; \\ |\alpha_2 - 37| \leq 3. \end{cases} \quad (10)$$

Условия (10) выполняются для  $\alpha_2 = 37$ . Решетчатая функция получающегося при этом сигнала имеет вид

$$S_5^{(2)} = (1, 0, 3, 0, 0, 0, -2, 0, 3, 0, 0, 0, 179, \dots). \quad (11)$$

(Аналогично (8) из-за симметрии отклика приведена лишь левая половина сигнала.)

Из (11) следует, что относительный максимальный уровень бокового лепестка после двухзвенного весового фильтра уменьшился до значе-

ния  $\mu_2 \approx 1/60$ , т. е. в 12 раз по сравнению с боковым лепестком входного сигнала, равным  $1/5$ .

Результаты расчета весовых коэффициентов  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  и  $\alpha_3$  для известных нечетных кодов Баркера и относительного максимального уровня боковых лепестков после весового фильтра первого  $\mu_1$ , второго  $\mu_2$  и третьего  $\mu_3$  приближений сведены в табл. 4<sup>3</sup>. Из представленных данных следует, что использование одного звена весового фильтра обеспечивает подавление боковых лепестков примерно на 10 дБ. Наиболее эффективное подавление боковых лепестков наблюдается для кодов Баркера с  $N = 3, 5$  и 13.

Таблица 4

Параметр	N				
	3	5	7	11	13
α <sub>1</sub>	4	-8	6	8	-24
α <sub>2</sub>	10	37	33	70	308
α <sub>3</sub>	29	-174	220	727	-4010
μ <sub>1</sub> , дБ	-20	-25	-21.5	-24	-34
μ <sub>2</sub> , дБ	-29	-35.5	-27.7	-29.4	-45.5
μ <sub>3</sub> , дБ	-32.5	-43	-30.6	-31.7	-54.8

Определим потери в отношении "сигнал/шум", возникающие при использовании весовых фильтров. Найдем дисперсию шума на выходе весового фильтра  $\sigma_{\text{ВЫХ}}^2$  через дисперсию на его входе  $\sigma_{\text{ВХ}}^2$ :

$$\sigma_{\text{ВЫХ}}^2 = \frac{\sigma_{\text{ВХ}}^2}{N} \sum_{K=-(N-1)}^{N-1} R_K G_K, \quad (12)$$

<sup>3</sup> Значения  $\mu_1$ ,  $\mu_2$ ,  $\mu_3$  (табл. 4) и  $\rho_1$ ,  $\rho_2$ ,  $\rho_3$  (табл. 5) получены математическим моделированием в среде MATLAB Simulink.

Таблица 5

Параметр	N				
	3	5	7	11	13
$\rho_1$ , дБ	-0.56	-0.36	-0.42	-0.31	-0.14
$\rho_2$ , дБ	-0.98	-0.56	-0.66	-0.46	-0.21
$\rho_3$ , дБ	-1.06	-0.65	-0.84	-0.6	-0.21

где  $R_K = \sum_{j=0}^{N-1} S_j S_{j-K}$  – решетчатая АКФ кода

Баркера;  $G_K = \sum_{i=0}^{M-1} g_i^{(l)} g_{i-K}^{(l)}$  – решетчатая АКФ

импульсной характеристики весового фильтра.

Коэффициент потерь весового фильтра запишем в следующем виде:

$$\rho = (A_{\text{ВЫХ}}/A_{\text{ВХ}})(\sigma_{\text{ВХ}}/\sigma_{\text{ВЫХ}}), \quad (13)$$

где  $A_{\text{ВЫХ}}$ ,  $A_{\text{ВХ}}$  – значения максимальных пиков на выходе и входе весового фильтра соответственно.

Подставив (12) в (13) и учитывая, что для входного кода Баркера единичной амплитуды  $A_{\text{ВХ}} = N$ , получим для весового фильтра  $l$ -го приближения

$$\rho = A_{\text{ВЫХ}} / \sqrt{N \sum_{k=-(N-1)}^{N-1} R_K G_K^{(l)}}. \quad (14)$$

С использованием (14) рассчитаны потери в отношении "сигнал/шум" для весовых фильтров первого ( $\rho_1$ ), второго ( $\rho_2$ ) и третьего ( $\rho_3$ ) приближений (табл. 5). Из таблицы следует, что по-

тери в отношении "сигнал/шум" при весовой обработке кодов Баркера не превышают 1 дБ и уменьшаются с ростом числа элементов кода.

В настоящей статье проведен синтез и получена структурная схема инверсного весового фильтра подавления боковых лепестков кодов Баркера с нечетным количеством элементов. Показано, что данный фильтр может обеспечить подавление боковых лепестков до сколь угодно малого уровня при минимальном количестве различающихся весов по сравнению с известными фильтрами [2], [4], [5]. В статье предложена простая методика отыскания весовых коэффициентов. Простота структуры и малое количество весов позволяют уменьшить аппаратные и энергетические затраты, повысить быстродействие таких фильтров за счет сокращения числа выполняемых арифметических операций при цифровой обработке входных сигналов.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лезин Ю. С. Введение в теорию и технику радиотехнических систем. М.: Радио и связь, 1986. 280 с.
2. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. М.: Сов. радио, 1966. 679 с.
3. Амиантов И. Н. Избранные вопросы статистической теории связи. М.: Сов. радио, 1971. 417 с.
4. Калениченко С. П., Сокольников В. А. Обработка радиолокационных сигналов в цифровых филь-

трах с подавлением боковых лепестков функции отклика // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2009. Вып. 2. С. 69–75.

5. Pat. US 20 080 111 734 A1. Int. Cl. G01S13/00 (2006.01). Multiplicative Mismatched Filters for Optimum Range Side Lobe Suppression in Barker Code Reception / A. T. Fam, Indranil Sarkar. Publ. 2008/05/15.

V. A. Syanov

Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev

## Weight processing of signals based on the Barker codes with few different weights

*The method of the inverse filter to suppress side lobe signals based on the Barker codes with few different weights. The regular methodology of finding the weight coefficients is presented. The coefficients of weight filter the first, second and third orders are calculated for odd Barker codes. The losses in signal-to-noise ratio are calculated.*

Autocorrelation function, transfer function, inverse filter, diamond-shaped table

Статья поступила в редакцию 27 ноября 2015 г.

УДК 621.391:621.396.96

Д. И. Попов

Рязанский государственный радиотехнический университет

## Инвариантная обработка многочастотных сигналов

*Синтезирован алгоритм обработки многочастотного сигнала, инвариантный к значениям доплеровских сдвигов фаз компонент многочастотного сигнала. Проведен анализ характеристик обнаружения системы, реализующей разработанный алгоритм, позволяющий определить теоретический предел усовершенствования реальных систем данного класса и направления поисков новых систем.*

### Доплеровская фаза, многочастотные сигналы, обработка сигналов, пассивные помехи

Обработка многочастотных сигналов на фоне коррелированных (пассивных) и некоррелированных помех рассмотрена в [1], [2]. Априорная неопределенность статистических характеристик сигналов и помех приводит к адаптивному построению систем обработки. При этом ввиду значительного превышения сигнала помехой адаптация обычно осуществляется только к параметрам помехи. Оптимальная обработка многочастотного сигнала в этом случае в каждом частотном канале реализуется на основе адаптивного матричного фильтра (АМФ) (к параметрам помехи) и неадаптивного многоканального (по доплеровской фазе сигнала) фильтра, вычисляющего дискретное преобразование Фурье выходных отсчетов АМФ [1]. Принципиальные трудности адаптации к параметрам сигнала по данным исходной выборки преодолеваются в случае использования выходных отсчетов АМФ. Достаточно эффективное подавление помехи в результате матричной обработки открывает возможности для адаптивного накопления сигнала, позволяющего избежать традиционного многоканального по доплеровской фазе сигнала построения системы обработки в каждом частотном канале.

В работе [2] синтезирован квазиоптимальный алгоритм оценивания и соответствующий ему измеритель доплеровской фазы многочастотного сигнала по выходным отсчетам АМФ в каждом частотном канале. Исследование свойств получаемых оценок показало возможность их использования в системах обработки с адаптивным накоплением сигнала, позволяющим сократить число доплеровских каналов в каждом частотном канале или при прежнем числе доплеровских каналов уменьшить расстройку между каналами, исключив межканальные потери.

Требования дальнейшего упрощения систем обработки приводят к задаче синтеза более простых

систем, одноканальных по доплеровской частоте (фазе) сигнала. Представляет интерес синтез алгоритма обработки многочастотного сигнала, инвариантного к значениям доплеровских сдвигов фаз компонент многочастотного сигнала. Исследование характеристик системы, использующей такой алгоритм, позволит определить теоретический предел усовершенствования реальных систем данного класса и направления поисков новых систем.

Цель настоящей статьи – синтез и анализ алгоритма обработки многочастотного сигнала, инвариантного к доплеровским сдвигам фаз компонент многочастотного сигнала.

**Синтез алгоритма обработки.** Рассмотрим обработку  $L$  компонент многочастотного сигнала, каждая из которых представлена последовательностью  $N$  цифровых отсчетов  $U_{nl} = x_{nl} + iy_{nl}$ ,  $n = \overline{1, N}$ ,  $l = \overline{1, L}$ , комплексной огибающей аддитивной смеси сигнала, пассивной (коррелированной) помехи и собственного шума. Отсчеты следуют через период повторения  $T$  и образуют в одном элементе разрешения по дальности совокупность вектор-столбцов  $\mathbf{U}_n = \{U_{nl}\}^T$  ("T" – символ транспонирования). Сигнал и помеха являются узкополосными случайными процессами гауссовского типа, статистически независимыми в частотных компонентах, что достигается разносом их несущих частот, выбираемым из условия малости длин волн, соответствующих разностным частотам, по сравнению с радиальными размерами цели. Статистические свойства совокупности  $\{\mathbf{U}_1, \dots, \mathbf{U}_L\}$  с точностью до параметров корреляционных матриц  $R_l$  векторов  $\mathbf{U}_l$  описываются гауссовской совместной плотностью вероятности [1].

Алгоритм оптимальной обработки  $L$  частотных компонент, состоящих из  $N$  цифровых отсче-

тов  $U_{nl}$  ( $n = \overline{1, N}$ ,  $l = \overline{1, L}$ ), определяется на основе отношения правдоподобия, вычисление которого при использовании упомянутого типа плотностей вероятности сигнала и помехи и одной помехи приводит к минимальной достаточной статистике [1]

$$V(\varphi_{c1}, \varphi_{c2}, \dots, \varphi_{cL}) = \sum_{l=1}^L V(\varphi_{cl}) = \sum_{l=1}^L \left| \sum_{k=1}^N e^{-ik\varphi_{cl}} \sum_{n=1}^N W_l^*(n, k) U_{nl} \right|^2, \quad (1)$$

где  $\varphi_{cl}$  – доплеровский сдвиг фазы сигнала за период повторения  $T$ ;  $W_l(n, k) = w_n(n, k) e^{i(n-k)\varphi_{nl}}$  – элементы обратной корреляционной матрицы помехи, причем  $\varphi_{nl}$  – доплеровский сдвиг фазы помехи за период повторения  $T$ ; "\*" – символ комплексного сопряжения.

Алгоритм (1) описывает оптимальную обработку многочастотного сигнала. Внутренняя сумма алгоритма (1) соответствует матричной фильтрации групп из  $N$  отсчетов. Преодоление априорной неопределенности параметров помехи основывается на адаптивном байесовском подходе, в соответствии с которым неизвестные величины  $W_l(n, k)$  или  $w_l(n, k)$  и  $\varphi_{nl}$  заменяются их состоятельными оценками. Неопределенность величин  $\varphi_{cl}$  в доплеровском интервале  $[-\pi, \pi]$  первоначально предполагает многоканальное когерентное накопление результатов матричной фильтрации. При этом сигнал от движущейся цели из-за различия доплеровских сдвигов фазы частотных компонент будет попадать в различные доплеровские каналы каждого из когерентных накопителей, что исключает объединение выходных величин последних в соответствии с алгоритмом (1). Другим вариантом преодоления априорной неопределенности доплеровских сдвигов фазы сигнала является усреднение алгоритма (1) по данным параметрам. Полагая величины  $\varphi_{cl}$  равномерно распределенными в интервале  $[-\pi, \pi]$ , в результате усреднения (1), исключая неопределенность этих величин в пределах указанного интервала, находим

$$v = (2\pi)^{-L} \times \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \dots \int_{-\pi}^{\pi} V(\varphi_{c1}, \varphi_{c2}, \dots, \varphi_{cL}) d\varphi_{c1} d\varphi_{c2} \dots d\varphi_{cL} =$$

$$= \sum_{l=1}^L (2\pi)^{-1} \int_{-\pi}^{\pi} \sum_{k, p=1}^N e^{-i(k-p)\varphi_{cl}} \times \sum_{n, r=1}^N W_l^*(n, k) U_{nl} W_l(r, p) U_{rl}^*.$$

Изменяя порядок интегрирования и суммирования, а также учитывая, что

$$(2\pi)^{-1} \int_{-\pi}^{\pi} e^{-i(k-p)\varphi_{cl}} d\varphi_{cl} = \text{sinc}[(k-p)\pi] = \frac{\sin[(k-p)\pi]}{(k-p)\pi} = \begin{cases} 1, & k = p, \\ 0, & k \neq p, \end{cases}$$

имеем

$$v = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^N \left| \sum_{n=1}^N W_l^*(n, k) U_{nl} \right|^2. \quad (2)$$

Полученный алгоритм определяет структуру системы обработки, инвариантной к доплеровским сдвигам фазы компонент отраженного многочастотного сигнала. При этом межпериодная обработка отсчетов каждой компоненты является комбинированной, т. е. в условиях априорной неопределенности спектрально-корреляционных характеристик помехи распадается на адаптивную когерентную матричную фильтрацию отсчетов и последующее некогерентное суммирование  $N$  результатов матричной фильтрации. Завершается обработка суммированием  $L$  результатов отдельной обработки отсчетов каждой частотной компоненты.

Весовыми коэффициентами адаптивного матричного фильтра являются оценки элементов обратной корреляционной матрицы помехи, вычисление которых в условиях априорной неопределенности в общем случае представляет собой трудоемкую процедуру, усложняющую реализацию алгоритма обработки. При марковских аппроксимациях гауссовской помехи матричный фильтр преобразуется в векторный (одноканальный) адаптивный режекторный фильтр [2].

Адаптивный режекторный фильтр (АРФ) в случае произвольных корреляционных свойств помехи может выполняться с комплексными весовыми коэффициентами [3], определяемыми с помощью адаптивных алгоритмов по максимально правдоподобным оценкам корреляционных параметров помехи [4]. При реализации данных АРФ в цифровом виде предполагается использование комплексных перемножителей, число кото-

рых равно порядку фильтра. При этом существенно усложняется структура АРФ, особенно высоких порядков, и повышаются требования к быстродействию арифметических операций для выполнения обработки в реальном масштабе времени. Избежать указанных трудностей можно предварительной компенсацией доплеровского сдвига фазы помехи, обусловленного взаимным перемещением источника мешающих отражений и носителя радиолокатора. В [5] синтезированы алгоритмы оценивания и предложены принципы построения и структурные схемы автокомпенсаторов доплеровской фазы пассивных помех с прямой и обратной связями. Режектирование "остановленной" помехи теперь может быть осуществлено фильтром с действительными весовыми коэффициентами, адаптирующимися к корреляционным свойствам помехи на выходе автокомпенсатора [6]–[9].

**Анализ системы обработки.** Для определения характеристик обнаружения системы, соответствующей синтезированному алгоритму инвариантной обработки, необходимо найти закон распределения статистики  $v$ . С этой целью алгоритм (2) представим в виде квадратичной формы

$$v = \sum_{l=1}^L v_l = \sum_{l=1}^L \mathbf{U}_l^{*T} Q_l \mathbf{U}_l = \sum_{l=1}^L \sum_{n,k=1}^N Q_l(n,k) U_{nl}^* U_{kl}, \quad (3)$$

где  $Q_l$  – матрица обработки  $l$ -й частотной компоненты, элементы которой имеют вид

$$Q_l(n,k) = \sum_{p=1}^N W_l(k,p) W_l^*(n,p).$$

В соответствии с интерпретацией алгоритма (3) система инвариантной обработки должна осуществлять весовое суммирование всех возможных комбинаций попарных произведений поступающих отсчетов каждой частотной компоненты. Весовые коэффициенты являются элементами матриц обработки  $Q_l$ , определяемыми по элементам обратных корреляционных матриц помехи, параметры которых при анализе полагаются известными.

Универсальную методику анализа в рассматриваемом случае дает метод характеристических функций [10]. Характеристическая функция величины  $v$  определяется следующим образом:

$$\Theta_v(it) = \overline{e^{itv}} = \prod_{l=1}^L \overline{e^{itv_l}} = \prod_{l=1}^L \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} P(\mathbf{U}_l) e^{itv_l} d\mathbf{U}_l; \\ d\mathbf{U}_l = dU_{1l} dU_{2l} \dots dU_{Nl}.$$

Используя плотности вероятности  $P(\mathbf{U}_l)$  из работы [1] и величины  $v_l$  из алгоритма (3) настоящей статьи, найдем:

$$\Theta_v(it) = (2\pi)^{-LN} \prod_{l=1}^L \left\{ \det W_l \times \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left[ -\frac{1}{2} \mathbf{U}_l^{*T} (W_l - 2itQ_l) \mathbf{U}_l \right] d\mathbf{U}_l \right\},$$

где  $W_l$  – матрица, обратная корреляционной матрице  $R_l$  вектора  $\mathbf{U}_l$ .

Учитывая, что [11]

$$\int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left( -\frac{1}{2} \mathbf{U}^{*T} A \mathbf{U} \right) d\mathbf{U} = (2\pi)^N / \det A \\ \text{и } \det W = (\det R)^{-1},$$

окончательно получим

$$\Theta_v(it) = \prod_{l=1}^L \left\{ \det W_l \left[ \det (W_l - 2itQ_l) \right]^{-1} \right\} = \\ = \prod_{l=1}^L \left[ \det (I - 2itR_l Q_l) \right]^{-1},$$

где  $I = R_l W_l$  – единичная матрица.

Искомая плотность вероятности определяется при помощи преобразования Фурье

$$p(v) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Theta_v(it) e^{-itv} dt, \quad (4)$$

вычисление которого предполагает приведение определителя  $\det(I - 2itR_l Q_l)$  в подынтегральном выражении к виду, удобному для интегрирования. С этой целью используем метод собственных значений [10], позволяющий представить характеристическую функцию в виде

$$\Theta_v(it) = \prod_{l=1}^L \Theta_{v_l}(it) = \prod_{l=1}^L \prod_{n=1}^N (1 - 2it\alpha_{nl})^{-1}, \quad (5)$$

где  $\alpha_{nl}$  – собственные значения матриц  $R_l Q_l$ ,  $n = \overline{1, N}$ ,  $l = \overline{1, L}$ .

Интегрированием в (4) с использованием метода вычетов и с учетом (5) находится плотность вероятности  $p(v)$ . При этом следует учитывать, что собственные значения  $\alpha_{nl} = \alpha_n$ ,  $l = \overline{1, L}$ , т. е. являются кратными, причем кратность числа  $\alpha_n$  равна  $L$ . Выражение для вероятности превыше-

ния порогового уровня обнаружения  $v_0$  статистикой  $v$  принимает вид

$$P(v \geq v_0) = \int_{v_0}^{\infty} p(v) dv = \sum_{j=1}^M \frac{1}{(L-1)!} \times \\ \times \frac{d^{L-1}}{d\alpha_n^{L-1}} \left[ \alpha_n^{L-1} \exp\left(-\frac{v_0}{\alpha_n}\right) \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq n}}^N \left(1 - \frac{\alpha_k}{\alpha_n}\right)^{-L} \right], \quad (6)$$

где  $M$  – число различных положительных собственных значений матриц  $R_l Q_l$ .

Использование в выражении (6) собственных значений матриц  $R_l Q_l$  приводит к вычислению вероятности ложной тревоги  $F$ , а собственных значений матриц

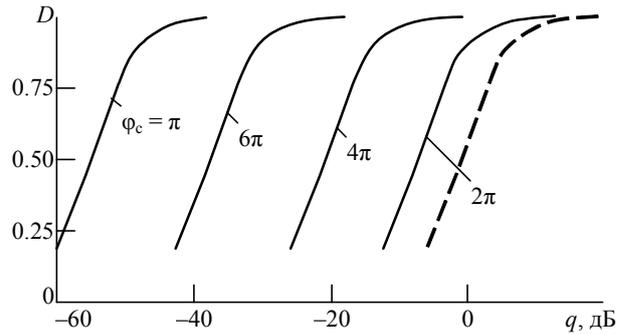
$$R_{\text{спл}}(\varphi_{cl}) Q_l = [q R_{cl}(\varphi_{cl}) + R_{\text{пл}}] Q_l$$

( $q$  – отношение "сигнал/помеха") – к вычислению вероятности правильного обнаружения  $D$ .

**Результаты расчетов.** При расчетах использовались совместные флуктуации сигнала и гауссовская корреляционная функция помехи

$$\rho_l(j, k) = \exp\left\{-\left[\pi\beta r_l(j-k)\right]^2 / 2.8\right\},$$

где  $\beta = \Delta f T$  – нормированная ширина спектра помехи в первом частотном канале;  $r_l = f_l / f_1 < 1$  – отношение несущих частот  $l$ -го и первого каналов. Характеристики обнаружения систем инвариантной обработки при  $N=10$ ,  $F=10^{-3}$  и  $\beta=0.15$  приведены на рисунке. Сплошные кривые соответствуют двухчастотной системе ( $L=2$ ) при  $r_l=0.9$  и различных значениях доплеровского сдвига фазы сигнала в первом частотном кана-



ле  $\varphi_{cl} = \varphi_c$ . Штриховая кривая соответствует одночастотной системе ( $L=1$ ) при доплеровском сдвиге фазы сигнала для "слепых" скоростей цели, т. е.  $\varphi_c = \pm 2\pi k$ ,  $k=0, 1, 2, \dots$ . Из представленных зависимостей следует, что предельная эффективность двухчастотной системы наблюдается при оптимальной скорости цели в одном (первом) частотном канале ( $\varphi_{cl} = \varphi_c = \pi$ ). Однако и на бывших "слепых" скоростях выигрыш двухчастотной системы в значении порогового отношения "сигнал/помеха"  $q$  по сравнению с одночастотной системой достигает в зависимости от номера "слепой" скорости существенных значений (до нескольких десятков децибел).

Таким образом, в результате статистического синтеза получен алгоритм обработки многочастотного сигнала на фоне пассивных помех, инвариантный к доплеровским сдвигам фаз его компонент. Проведенный анализ соответствующей данному алгоритму системы позволяет установить предельные возможности обнаружения сигнала от цели для этого класса систем и подтверждает эффективность использования систем обработки многочастотных сигналов для борьбы со "слепыми" скоростями цели.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Попов Д. И. Оптимальная обработка многочастотных сигналов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2013. Вып. 1. С. 32–39.
2. Попов Д. И. Адаптивная обработка многочастотных сигналов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2013. Вып. 6. С. 15–20.
3. Попов Д. И. Синтез и анализ эффективности систем адаптивной междупериодной обработки сигналов на фоне помех с неизвестными корреляционными свойствами // Радиотехника и электроника. 1983. Т. 28, № 12. С. 2373–2380.
4. Попов Д. И. Оценка параметров пассивных помех // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2003. Т. 46, № 3. С. 71–80.
5. Попов Д. И. Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. 2009. № 2. С. 30–33.
6. А. с. 711849 СССР, МПК<sup>6</sup> G01S7/36, G01S13/52. Устройство для подавления пассивных помех / Д. И. Попов; опубл. 27.11.98. Бюл. № 33.
7. А. с. 875960 СССР, МПК<sup>6</sup> G01S7/36, G01S13/52. Устройство для подавления пассивных помех / Д. И. Попов; опубл. 27.11.98. Бюл. № 33.
8. А. с. 1015757 СССР, МПК<sup>6</sup> G01S7/36. Устройство подавления пассивных помех / Д. И. Попов; опубл. 27.11.98. Бюл. № 33.

9. А. с. 1098399 СССР, МПК<sup>6</sup> G01S7/36. Устройство адаптивной режекции пассивных помех / Д. И. Попов; опубл. 20.12.98. Бюл. № 35.

10. Миддлтон Д. Введение в статистическую теорию связи: в 2 т. М.: Сов. радио, 1961–1962. Т. 1. 1961. 782 с.; Т. 2. 1962. 832 с.

D. I. Popov  
Ryazan State Radio Engineering University

### Invariant Processing of Multifrequency Signals

*The multifrequency signal processing algorithm that is invariant to the values of Doppler phase components of multifrequency signals have been synthesized. The analysis of the detection characteristics of the respective system conducted that allows to determine the theoretical limit of improvement of real systems of this class, and the direction of the search for new systems.*

Doppler phase, multifrequency signals, signals processing, clutter

Статья поступила в редакцию 30 ноября 2015 г.

УДК 681.514

С. И. Зиатдинов  
Санкт-Петербургский государственный университет  
аэрокосмического приборостроения

## Анализ ошибок узкополосного приема частотно-модулированных сигналов

*Показано, что ограничение полосы пропускания при приеме частотно-модулированного сигнала приводит к нежелательным изменениям как амплитуды, так и частоты выходного сигнала, значения которых зависят от значения индекса угловой модуляции.*

### Частотная модуляция, спектр сигнала, узкополосный прием, ошибки

Частотная модуляция (ЧМ) относится к распространенному методу передачи сообщений по информационному каналу. Исследованиям искажений частотно-модулированного колебания при прохождении через колебательную систему посвящено множество работ (см., например, [1]–[3]). Однако в данных работах с целью недопущения динамических искажений, связанных с конечной полосой пропускания линейной системы, рассмотрен лишь случай медленного изменения частоты входного сигнала.

Напротив, в настоящей статье использован спектральный метод анализа прохождения ЧМ-сигнала через линейную систему, который можно без ограничений применять как при медленных, так и быстрых изменениях частоты.

ЧМ-сигналы характеризуются столь большим числом спектральных составляющих в используемой полосе частот, что применение спектрального метода сопряжено с большими, иногда непреодолимыми трудностями вычисления. Однако современные вычислительные средства полностью снимают все трудности обработки большого числа спектральных составляющих в выходном сигнале.

При ЧМ частота несущего сигнала  $\omega(t)$  изменяется по закону передаваемого сообщения  $s(t)$ :  $\omega(t) = \omega_0 + ks(t)$ , где  $\omega_0$  – частота немодулированного несущего сигнала;  $k$  – коэффициент пропорциональности.

При этом полная фаза ЧМ-сигнала записывается следующим образом:

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(l) dl = \omega_0 t + \Delta\theta(t), \quad (1)$$

где  $\Delta\theta(t) = \int_0^t ks(l) dl = \Delta\varphi(t) + \varphi_0$ , причем  $\Delta\varphi(t)$  –

изменение фазы несущего сигнала вследствие ЧМ;  $\varphi_0$  – начальная фаза.

В результате для ЧМ несущего сигнала можно записать выражение

$$u(t) = U_m \cos[\omega_0 t + \Delta\varphi(t) + \varphi_0], \quad (2)$$

где  $U_m$  – амплитуда сигнала.

В [1] показано, что спектр ЧМ-сигнала бесконечно широкий. Следовательно, при конечной ширине полосы пропускания приемного устройства часть спектральных составляющих входного сигнала не проходит на выход и возникают ошибки. В результате наблюдаются паразитные изменения как амплитуды, так и частоты принимаемого сигнала.

В настоящей статье проанализированы ошибки узкополосного приема ЧМ-сигнала.

При произвольной форме модулирующего сигнала  $s(t)$  решить поставленную задачу чрезвычайно сложно. Поэтому для получения в явном виде математических выражений рассмотрим случай ЧМ несущего сигнала гармоническим колебанием  $s(t) = S_m \cos \Omega t$  с амплитудой  $S_m$  и частотой  $\Omega$ .

Согласно (1) в этом случае полная фаза ЧМ-сигнала определяется выражением

$$\begin{aligned} \theta(t) &= \omega_0 t + (kS_m/\Omega) \sin(\Omega t) + \varphi_0 = \\ &= \omega_0 t + m \sin(\Omega t) + \varphi_0, \end{aligned}$$

где  $m = kS_m/\Omega$  – индекс угловой модуляции.

Тогда (2) принимает вид

$$u(t) = U_m \cos[\omega_0 t + m \sin(\Omega t) + \varphi_0]. \quad (3)$$

Найдем спектр сигнала (3). Для упрощения преобразований положим начальную фазу равной нулю ( $\varphi_0 = 0$ ).

После несложных преобразований (3) можно записать следующим образом:

$$u(t) = U_m \cos[m \sin(\Omega t)] \cos(\omega_0 t) - U_m \sin[m \sin(\Omega t)] \sin(\omega_0 t). \quad (4)$$

Входящие в (4) множители  $\cos[m \sin(\Omega t)]$  и  $\sin[m \sin(\Omega t)]$  являются периодическими функциями времени и могут быть разложены в ряды Фурье [1]:

$$\sin[m \sin(\Omega t)] = 2J_1(m) \sin(\Omega t) + 2J_3(m) \sin(3\Omega t) + 2J_5(m) \sin(5\Omega t) + \dots; \quad (5)$$

$$\cos[m \sin(\Omega t)] = J_0(m) + 2J_2(m) \cos(2\Omega t) + 2J_4(m) \cos(4\Omega t) + \dots, \quad (6)$$

где  $J_n(\cdot)$  – функция Бесселя первого рода  $n$ -го порядка от аргумента  $m$ .

После подстановки соотношений (5) и (6) в (4) получим

$$u(t) = U_m [J_0(m) \cos(\omega_0 t) - 2J_1(m) \sin(\Omega t) \sin(\omega_0 t) +$$

$$+ 2J_2(m) \cos(2\Omega t) \cos(\omega_0 t) - 2J_3(m) \sin(3\Omega t) \sin(\omega_0 t) + \dots].$$

Перейдя от произведений тригонометрических функций к их суммам, получим:

$$\begin{aligned} u(t) &= U_m \cos(\omega_0 t + m \sin \Omega t) = \\ &= U_m \{ J_0(m) \cos \omega_0 t + \\ &+ J_1(m) [\cos(\omega_0 + \Omega)t - \cos(\omega_0 - \Omega)t] + \\ &+ J_2(m) [\cos(\omega_0 + 2\Omega)t - \cos(\omega_0 - 2\Omega)t] + \\ &+ J_3(m) [\cos(\omega_0 + 3\Omega)t - \cos(\omega_0 - 3\Omega)t] + \\ &+ J_4(m) [\cos(\omega_0 + 4\Omega)t - \cos(\omega_0 - 4\Omega)t] + \\ &+ \dots \}. \end{aligned} \quad (7)$$

Из (7) следует, что при ЧМ спектр сигнала состоит из бесчисленного количества боковых частот  $\omega_n = \omega_0 \pm n\Omega$ , где  $n$  – целое число. При этом амплитуда каждой гармоники определяется как  $A_n = J_n(m)U_m$  и зависит от индекса модуляции  $m$ .

При ограниченной полосе пропускания приемного устройства на выход пройдут не все спектральные составляющие входного ЧМ-сигнала, что приведет к нежелательным изменениям амплитуды и частоты выходного сигнала.

Рассмотрим частный случай, когда приемное устройство обладает прямоугольной амплитудно-частотной характеристикой с коэффициентом передачи в полосе прозрачности, равным единице, и нулевым фазовым сдвигом. В результате выходной сигнал приемного устройства можно записать следующим образом:

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = \sum_{n=0}^N J_n(m) \cos(\omega_0 \pm n\Omega)t, \quad (8)$$

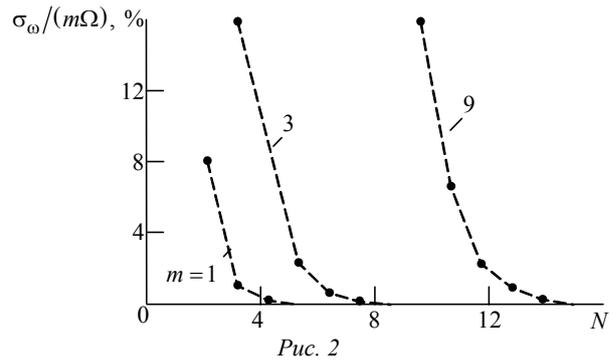
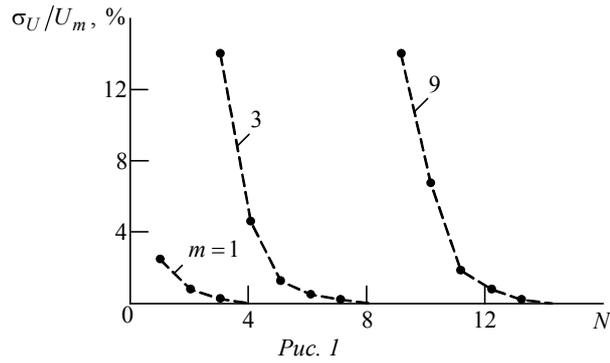
где  $N$  – количество учитываемых пар гармоник в выходном сигнале приемного устройства.

При этом квадратурный сигнал будет определяться соотношением

$$u_{\text{ВЫХ}}^*(t) = \sum_{n=0}^N J_n(m) \sin(\omega_0 \pm n\Omega)t. \quad (9)$$

С учетом (8) и (9) формулы для амплитуды и частоты выходного сигнала примут вид

$$\begin{aligned} U_{\text{ВЫХ}}(t) &= \sqrt{[u_{\text{ВЫХ}}(t)]^2 + [u_{\text{ВЫХ}}^*(t)]^2}; \\ \omega_{\text{ВЫХ}}(t) &= \frac{u_{\text{ВЫХ}}(t) \frac{du_{\text{ВЫХ}}^*(t)}{dt} - u_{\text{ВЫХ}}^*(t) \frac{du_{\text{ВЫХ}}(t)}{dt}}{U_{\text{ВЫХ}}^2(t)}. \end{aligned}$$



Отклонения амплитуды и частоты выходного сигнала от амплитуды и частоты входного сигнала определим как

$$\Delta U(t) = U_m - U_{\text{вых}}(t); \Delta \omega(t) = \omega(t) - \omega_{\text{вых}}(t).$$

В результате среднеквадратические отклонения амплитуды и частоты выходного сигнала приемного устройства от амплитуды и частоты входного сигнала определяются соотношениями:

$$\sigma_U = \sqrt{M\{\Delta U(t) - M[\Delta U(t)]\}^2};$$

$$\sigma_\omega = \sqrt{M\{\Delta \omega(t) - M[\Delta \omega(t)]\}^2},$$

где  $M\{\cdot\}$  – среднее значение отклонения амплитуды или частоты.

На рис. 1 и 2 показаны зависимости относительных среднеквадратических отклонений  $\sigma_U / U_m$  и  $\sigma_\omega / (m\Omega)$  от количества учитываемых пар гармоник выходного сигнала. Графики построены для трех значений индекса угловой модуляции  $m = 1, 3$  и  $9$ .

Из представленных результатов следует, что значение среднеквадратического отклонения как амплитуды, так и частоты выходного сигнала приемного устройства от амплитуды и частоты входного сигнала, меньшее 1 %, наблюдается для  $m = 9$  при  $N > 13$ , для  $m = 3$  при  $N > 6$  и, наконец, для  $m = 1$  при  $N > 3$ .

Если принять частоту модулирующего сигнала равной 1 кГц, то в рассматриваемом случае для индекса угловой модуляции  $m = 9$  полоса пропускания приемника  $\Delta f$  должна быть больше 26 кГц, для  $m = 3$  необходимо обеспечить  $\Delta f > 12$  кГц и для  $m = 1$  требуется  $\Delta f > 6$  кГц.

Таким образом, ограничение полосы пропускания при приеме ЧМ-сигнала приводит к нежелательным изменениям как амплитуды, так и частоты выходного сигнала, значения которых зависят от значения индекса угловой модуляции.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. 2-е изд. М.: Дрофа, 2006. 720 с.  
 2. Манаев Е. И. Основы радиоэлектроники. 3-е изд. М.: Либроком, 2013. 512 с.

3. Иванов М. Т. Радиотехнические цепи и сигналы. СПб.: Питер, 2014. 334 с.

S. I. Ziatdinov

Saint Petersburg State University of the Aerospace Instrumentation

### The error analysis of narrow-band receiving frequency-modulated signals

*It's showed that limitation of the stripe passing in the time of the reception the frequency-modulation signal leads to bad changes of amplitude and frequency in the exiting signal, value of which is depended from meaning of the angle modulation.*

Frequency-modulation, signal spectrum, reception in narrow stripe, mistakes

Статья поступила в редакцию 7 октября 2014 г.



УДК 681.772.7

П. С. Баранов

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

## Структура кодирующих светофильтров для одновременного повышения разрешающей способности и чувствительности телевизионной камеры

*Структура кодирующих светофильтров (СКС), используемая в ПЗС и КМОП-фотоприемниках для получения цветного изображения, в наибольшей степени определяет качество изображения. В статье сформулированы требования к СКС для повышения чувствительности и разрешающей способности телевизионной камеры. Представлен шаблон синтезированной СКС. Проведено компьютерное моделирование пяти различных СКС и их сравнительный анализ по объективным и субъективным параметрам.*

### **Структура кодирующих светофильтров, шаблон структуры кодирующих светофильтров, чувствительность, разрешающая способность**

В настоящее время подавляющее большинство телевизионных (ТВ) камер использует один фотоприемник (ФП) с нанесенной на его поверхность структурой кодирующих светофильтров (СКС) (в англоязычной литературе color filter array – CFA) [1], [2]. Основной задачей СКС является выделение из оптического изображения спектральных (по длинам волн) диапазонов (R, G, B, Ye, Cy, Mg, White и др.), количество которых достаточно для формирования полноцветного изображения. Кроме того, СКС производит пространственную дискретизацию выделенных спектральных каналов в fotocувствительной плоскости ФП так, что каждый пиксел чувствителен только к одному цвету [2], [3]. Из полученного ФП цветоделенных изображений необходимо сформировать полноцветное изображение, согласованное с цветовым пространством ТВ-системы (обычно RGB). Указанная процедура в различных источниках называется демозаикизацией, интерполяцией или восстановлением полноцветного изображения [2]–[6].

В [3], [7]–[10] показано, что наибольшее влияние на разрешающую способность (РС), чувствительность и устойчивость к цветовым муарам на изображении оказывает СКС и алгоритм демозаикизации. Наиболее популярная СКС Байера [11], содержащая фильтры основных цветов, приме-

няется практически во всех цветных ФП. Однако при ее использовании снижаются чувствительность на 15...20 дБ и РС на 15...40 % по отношению к монохромной ТВ-камере, а восстановленное изображение обладает существенными цветовыми артефактами [3], [10], [12].

Можно выделить два пути повышения качества изображения. Первый – совершенствование алгоритмов демозаикизации и шумоподавления. Использование фильтра нижних пространственных частот (ФНПЧ) совместно с современными алгоритмами демозаикизации позволяет практически полностью подавить цветовые артефакты. Однако РС в таком случае оказывается на 20...40 % ниже, чем потенциальное разрешение монохромного ФП [10]. Использование алгоритмов шумоподавления, как правило, производит взаимобмен чувствительности на РС, что не всегда применимо.

Вторым способом является использование СКС, обеспечивающей (совместное или отдельное) значительное повышение чувствительности, РС и устойчивости к цветовым артефактам [3], [10], [12]. Основная проблема при использовании указанного метода состоит в недостатке теоретической базы для анализа влияния СКС на основные параметры ТВ-камеры, а также в отсутствии алгоритмов параметрического синтеза СКС при наличии ограниче-

ний. При поиске новых СКС можно полагаться на логические умозаключения и инженерное чутье, что, собственно, было сделано фирмами "Truesense", "Sony", "Artina" [13]–[15] при разработке собственных СКС. Однако такой подход не позволяет утверждать, что предложенная структура оптимальная или наилучшая по принятым критериям.

В работах К. Hirakawa [8], L. Condat [7], Н. Pengwei [2], [3] теоретически описано формирование изображения с различными СКС, а также предложено несколько собственных вариантов СКС. В указанных работах авторы ставили цель найти СКС, обеспечивающую максимально точное восстановление изображения с минимальными искажениями/артефактами. Необходимо отметить, что основным приоритетом при внедрении новых СКС является повышение чувствительности ТВ-камеры, поэтому предложенные в [7]–[9] СКС вряд ли найдут применение при производстве будущих ФП.

В настоящей статье предложена система критериев, описывающая не только спектральные свойства (как в [3], [7]–[9]), но и параметры, влияющие на чувствительность ТВ-камеры. Оптимизацией параметров, характеризующих СКС, можно синтезировать структуру, значительно превосходящую не только фильтр Байера, но и остальные известные СКС.

**Анализ структур кодирующих светофильтров.**

Большинство известных СКС периодические, т. е. вся СКС представляет собой периодическое повторение элементарного шаблона СКС минимально возможного размера [3]. Шаблоны СКС описывают дискретизацию оптического сигнала по пространству в плоскости ФП. Как правило, они имеют прямоугольную или квадратную форму.

Для математического описания шаблона удобно использовать матрицу, элементы которой описывают в системе RGB спектральные диапазоны, к которым чувствительны отдельные пиксели. Так, шаблоны СКС Байера [12] (рис. 1, а) и СКС RGBW фирмы "Sony" [15] (рис. 1, б) в матричной форме имеют следующий вид:

$$h_{\text{Bayer}} = \begin{bmatrix} p_G & p_R \\ p_B & p_G \end{bmatrix}; \quad h_{\text{Sony}} = \begin{bmatrix} p_P & p_B & p_P & p_G \\ p_R & p_P & p_G & p_P \\ p_P & p_G & p_P & p_B \\ p_G & p_P & p_R & p_P \end{bmatrix},$$

где  $p_G$ ,  $p_R$ ,  $p_B$  – пиксели, имеющие чувствительность в центральной ("зеленый"), длинноволновой ("красный") и коротковолновой ("синий") частях видимого спектра;  $p_P$  – панхроматический пиксел.

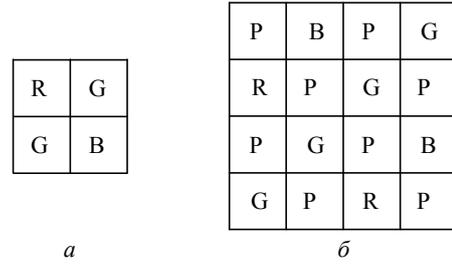


Рис. 1

Применив к матрице СКС Байера двумерное дискретное преобразование Фурье DFT, получим пространственный спектр шаблона:

$$S_{\text{Bayer}} = 2 \text{DFT} \begin{bmatrix} p_R & p_G \\ p_G & p_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_L & F_{C1} \\ F_{C1} & F_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (F_R + 2F_G + F_B)/4 & (F_R - F_B)/2 \\ (F_R - F_B)/2 & (F_R - 2F_G + F_B)/4 \end{bmatrix},$$

где  $F_L = (F_R + 2F_G + F_B)/4$  – пространственный спектр мультиплексной компоненты яркости;  $F_{C1} = (F_R - F_B)/2$ ,  $F_{C2} = (F_R - 2F_G + F_B)/4$  – пространственные спектры мультиплексных компонент цветности C1 и C2;  $F_R$ ,  $F_G$ ,  $F_B$  – пространственные спектры входного изображения в каналах R, G, B соответственно. Пространственные спектры мультиплексных компонент и основных каналов взаимосвязаны через матрицу мультиплексирования  $T$  и матрицу восстановления  $D$  [3]:

$$\begin{bmatrix} F_L \\ F_{C1} \\ F_{C2} \\ \dots \\ F_{Ck} \end{bmatrix} = T_{\text{СКС}} \begin{bmatrix} F_R \\ F_G \\ F_B \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} F_R \\ F_G \\ F_B \end{bmatrix} = D_{\text{СКС}} \begin{bmatrix} F_L \\ F_{C1} \\ F_{C2} \\ \dots \\ F_{Ck} \end{bmatrix}.$$

Исходя из трехмерной теории цвета, количество мультиплексных компонент должно быть не менее трех (в том числе одна компонента яркости и минимум две компоненты цветности).

При увеличении размера шаблона СКС увеличивается и размер матрицы частотной структуры. Так, матрица частотной структуры шаблона СКС RGBW имеет вид

$$S_{\text{Sony}} = \begin{bmatrix} F_L & 0 & -F_{C1} & 0 \\ 0 & -F_{C2} & 0 & F_{C1}^* \\ F_{C1} & 0 & F_{C3} & 0 \\ 0 & -F_{C1}^* & 0 & F_{C2} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где "\*" – символ комплексного сопряжения.

Спектральные свойства СКС можно оценить визуально по пространственному спектру изображения, преобразованного данным шаблоном. Рассмотрим пространственные спектры изобра-

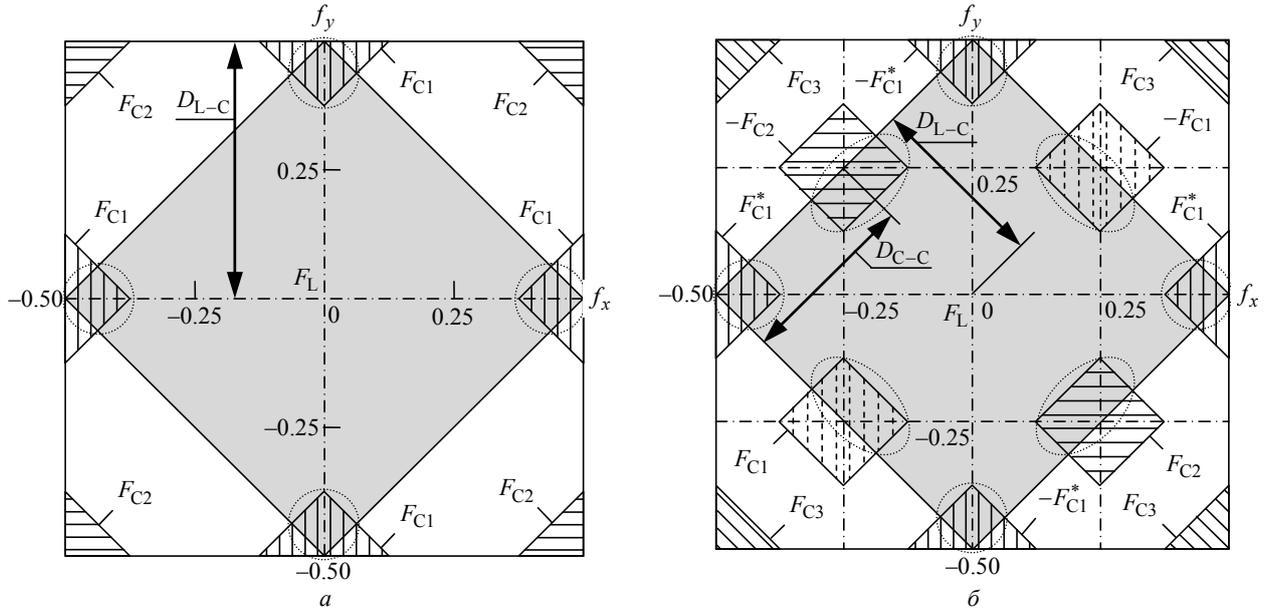


Рис. 2

жения при использовании СКС Байера (рис. 2, *a*) и СКС фирмы "Sony" (рис. 2, *б*)<sup>1</sup>.

Матрица частотной структуры показывает, на какой пространственной частоте располагается центр той или иной мультиплексной компоненты. Центр спектра пространственных частот компоненты яркости всегда находится в точке  $(0, 0)$ , что соответствует крайнему верхнему левому элементу матрицы частотной структуры. Расположение же центров спектров пространственных частот компонент цветности зависит от спектральных свойств СКС. Например, центр компоненты  $F_{C1}$  в матрице  $S_{Sony}$  (1) находится в точке  $(0, 0.5)$  (рис. 2, *б*), что соответствует элементу матрицы частотной структуры в первом столбце и третьей строке. Наличие нулевых элементов в матрице означает, что на соответствующих пространственных частотах отсутствует мультиплексная спектральная компонента.

Кроме того, по спектру изображения легко определить наличие наложения спектров мультиплексных компонент (на рис. 2 показано пунктирными овалами), которое, как правило, если не использовать адаптивных алгоритмов, приводит к значительным цветовым артефактам [3], [10]. Причем чем больше площадь наложения спектров, тем сильнее проявляются цветовые артефакты. Данный факт легко проиллюстрировать на примере спектра изображения при использовании СКС "Sony" (рис. 2, *б*). Количество мультиплекс-

ных компонент цветности равно 7, что существенно больше, чем при использовании СКС Байера (рис. 2, *a*). При этом мультиплексные компоненты располагаются ближе друг к другу в спектральной области, что значительно увеличивает вероятность наложения спектров. Как следствие, интенсивность цветовых артефактов при использовании данной структуры намного больше по сравнению с СКС Байера.

**Проблема синтеза структур кодирующих светофильтров.** Результаты [7]–[9] показали, что оптимизацией параметров, влияющих на спектральные свойства СКС, можно значительно уменьшить наложение спектров мультиплексных компонент, что положительно сказывается на качестве изображения. В разработках фирм "Artina" [15], "TrueSence" [13], "Sony" [14] достигнуто повышение чувствительности ТВ-камеры за счет применения альтернативных Байеру СКС. Однако полученные СКС (особенно [13] и [14]) существенно увеличивают и без того заметные цветовые артефакты, производя взаимобмен РС и чувствительности ТВ-камеры. Серьезной проблемой является задача синтеза СКС, которая бы одновременно превосходила СКС Байера по чувствительности, РС и интенсивности цветовых артефактов. К настоящему времени указанная задача не решена, что можно объяснить следующими причинами.

Во-первых, не проведен теоретический анализ и не разработаны методики для оценки влияния СКС на чувствительность ТВ-камеры.

Во-вторых, не разработана система требований и ограничений, которым должна удовлетворять СКС, решающая поставленную задачу.

<sup>1</sup> На рис. 2 и далее пространственные частоты  $f_x$ ,  $f_y$  нормированы на значения, обратные шагам расположения пикселей по соответствующим координатам.

В-третьих, количество возможных вариантов шаблонов увеличивается в степенной зависимости от их размеров. При размере шаблона  $4 \times 4$  пиксела количество возможных шаблонов около  $10^{45}$ , что не позволяет проанализировать каждый шаблон.

Наконец, не разработан алгоритм синтеза СКС при заданных ограничениях, позволяющий существенно снизить область поиска потенциальных вариантов хотя бы до нескольких сотен.

В работах [10], [12], [16], [17] и в рамках диссертационной работы [18] удалось решить в первом приближении все перечисленные проблемы, что позволило получить интересные результаты как с теоретической, так и с практической точек зрения.

**Требования, предъявляемые к структурам кодирующих светофильтров для повышения разрешения и чувствительности.** В настоящей статье предложена система требований, сформулированных на основе анализа результатов, полученных L. Condat [7], K. Hirakawa [8], H. Pengwei [3], [9], а также автором [10], [12], [16]–[18]. Основной задачей, решить которую позволяет данная система требований, является существенное сокращение количества вариантов СКС, которые впоследствии предстоит проанализировать. Рассмотренные далее требования необходимо применять последовательно.

*1. Выбор набора цветов СКС.* Спектральные характеристики светофильтров, используемых в реальных СКС, обычно имеют привязку к определенному цвету, например основные цвета R, G, B, дополнительные Y<sub>e</sub>, Cy, Mg или панхроматические ("белые") пиксели P. Поскольку каждый цвет можно представить в виде суммы основных цветов, то в общем виде произвольный цвет светофильтра в СКС можно записать как

$$C = rS_R + gS_G + bS_B, \quad (2)$$

где  $S_R$ ,  $S_G$ ,  $S_B$  – спектральные характеристики каналов основных цветов;  $r$ ,  $g$ ,  $b$  – весовые коэффициенты каналов основных цветов.

Для физической реализуемости фильтра необходимо выполнение условия [3]

$$r + g + b = 1. \quad (3)$$

На основе (2) и (3) можно записать спектральные характеристики остальных цветов, например:

$$\begin{aligned} S_{Y_e} &= (1/2)S_R + (1/2)S_G + 0S_B; \\ S_P &= (1/3)S_R + (1/3)S_G + (1/3)S_B. \end{aligned} \quad (4)$$

Таким образом, задавшись весовыми коэффициентами  $r$ ,  $g$ ,  $b$ , можно контролировать цвета,

которые будет содержать СКС. Например, при  $r, g, b \in \{0, 1\}$  шаблон СКС будет содержать только основные цвета, а при  $r, g, b \in \{0, 0.5, 1\}$  – основные и дополнительные цвета.

В настоящей статье в основу выбора цветов положены следующие соображения:

- для повышения чувствительности ТВ-камеры СКС должна содержать панхроматические пиксели;
- при проектировании СКС необходимо использовать минимально возможное достаточное количество цветов, поскольку количество вариантов шаблонов определяется следующим образом:

$$M = K^{3N}, \quad (5)$$

где  $K$  – количество различных весовых коэффициентов  $r, g, b$ ;  $N$  – количество элементов в шаблоне СКС.

На основании анализа работ [3], [7]–[10], [19], [20] выбран набор весов  $r, g, b \in \{0, 1/3, 1/2, 2/3, 1\}$ , позволяющий получить СКС, содержащие основные и дополнительные цвета, панхроматические пиксели, а также цвета, использованные в СКС [7], [8].

*2. Выбор размера шаблона и расположения мультиплексных компонент.* Расположение мультиплексных компонент в частотной области очень важно для понимания, насколько анализируемая СКС обеспечивает желаемую устойчивость к наложению спектров.

Обобщив результаты, полученные в [3], [7]–[10], [19], можно предложить следующие требования для выбора расположения мультиплексных компонент:

- пространственные частоты, соответствующие максимумам компонент яркости и цветности, должны располагаться на расстоянии  $D_{L-C} \geq 0.5$ ;
- пространственные частоты, соответствующие максимумам различных компонент цветности, должны располагаться на расстоянии  $D_{C-C} \geq 0.25$ ;
- мультиплексные компоненты могут располагаться только с шагом 0.25 по каждой частотной оси;
- для снижения вероятности появления цветных искажений на восстановленном изображении необходимо использовать дополнительные линейно связанные компоненты цветности.

Изложенным требованиям наиболее удовлетворяет размер шаблона  $4 \times 4$  со следующей матрицей частотной структуры:

$$S_{CFA\ 4 \times 4} = \begin{bmatrix} \times & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \times & 0 \\ 0 & \times & \times & \times \\ 0 & 0 & \times & 0 \end{bmatrix},$$

где "x" обозначает ненулевые мультиплексные компоненты. Данную матрицу можно использовать при поиске шаблона СКС в качестве критерия расположения мультиплексных компонент.

При большем размере шаблона значительно увеличивается количество возможных вариантов (5), что значительно усложняет задачу синтеза. Кроме того, уменьшается расстояние в частотной области между возможным расположением компонент цветности, что в свою очередь приведет к увеличению нежелательного наложения спектров. Поэтому размер шаблона 4 × 4 представляется наиболее интересным с точки зрения поиска новых СКС.

3. *Количество линейно независимых цветов.* Количество используемых в шаблоне СКС цветов должно быть достаточным для формирования полноцветного изображения, т. е. не менее трех. Например, СКС, содержащая светофильтры R, Cy и W, имеет три различных цвета, однако линейно независимы из них только два. Таким образом, при помощи данной СКС не удастся получить полноцветное изображение.

4. *Количество панхроматических пикселей.* В [21] заявляется, что СКС с 50 % панхроматических пикселей позволяет повысить чувствительность на 3...4 дБ. В то же время анализ связи количества таких пикселей с повышением чувствительности фотоприемника неизвестен. В общем случае можно полагать, что для повышения чувствительности следует использовать максимальное количество панхроматических пикселей, хотя это предположение требует дальнейшего теоретического анализа.

5. *Наличие линейно зависимых компонент цветности.* Результаты, полученные при анализе частотных свойств СКС Байера и СКС Н. Pengwei [3], показывают, что использование линейной связи определенных компонент цветности может существенно снизить эффект наложения спектров. Можно предположить, что с ростом количества линейно связанных компонент цветности эффективность алгоритмов восстановления повышается.

6. *Норма матрицы восстановления.* В [3] выдвинуто предположение о том, что для минимального усиления ошибки при восстановлении полноцветного изображения необходимо использовать СКС с минимальной нормой матрицы восстановления  $\|D\|$ . Однако при сравнении только по параметру  $\|D\|$  СКС с разными размерами шаблона, различным расположением и взаимосвязью компонент цветности, различным составом используемых цветов результаты могут быть неоднозначными, что подтверждается сравнением СКС К. Hirakawa, L. Condat и Н. Pengwei [3].

В настоящей статье предполагается, что при прочих равных условиях СКС с минимальной  $\|D\|$  будет обеспечивать лучшее восстановление изображения.

**Разработанная структура кодирующих светофильтров.** В процессе исследования найдено несколько СКС, удовлетворяющих указанным критериям. Наиболее интересная из найденных СКС представлена на рис. 3, а. Шаблон состоит из 16 пикселей (размер шаблона 4 × 4): шести панхроматических, одного Cerulean (Ce)  $[B + (1/2)G]$ , одного Orange (Or)  $[R + (1/2)G]$ , четырех Chartreuse (Ch)  $[G + (1/2)R]$ , четырех Lavender (La)  $[G + (1/2)B]$ . Соотношение весов  $r, g, b$  1:2:1.

На рис. 3, б изображен пространственный спектр изображения при использовании предложенной СКС. Данная СКС по сравнению с другими СКС с панхроматическими пикселями имеет ряд преимуществ:

1. Расстояние  $D_{L-C} = 0.56$  (рис. 3, б), поэтому наложение спектров значительно уменьшено.
2. Компоненты цветности не лежат на вертикальных и горизонтальных осях компоненты яркости, что также снижает наложение спектров.
3. Компонента цветности C1 имеет 4 копии на различных пространственных частотах (см. рис. 2, б), что может быть использовано для повышения отношения "сигнал/шум" за счет усреднения в условиях низкой освещенности. Кроме того, копии компонент цветности можно использовать в адаптивных алгоритмах восстановления.
4. Фильтры используемых цветов Cerulean, Orange, Chartreuse и Lavender пропускают на 50 % больше света по сравнению с фильтрами основных цветов.

Спектр СКС по рис. 4, а имеет вид

$$S_{4 \times 4} = \begin{bmatrix} F_L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{C1} & 0 \\ 0 & F_{C1} & F_{C2} & F_{C1} \\ 0 & 0 & F_{C1} & 0 \end{bmatrix},$$

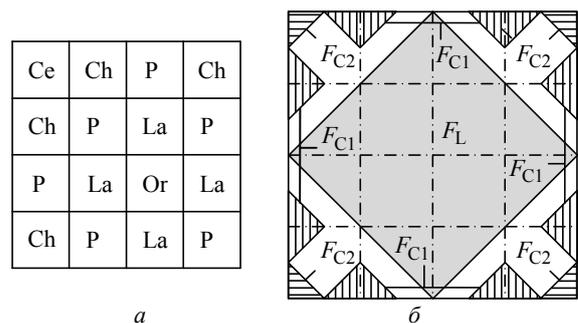


Рис. 3

где

$$F_L = \frac{F_R + 2F_G + F_B}{4};$$

$$F_{C1} = \frac{F_B - F_R}{12}; \quad F_{C2} = \frac{F_R - 2F_G + F_B}{12}.$$

С использованием методики [3] для предложенной СКС определены матрицы мультиплексирования  $T$  и восстановления  $D$ , а также норма матрицы восстановления  $\|D\|$ :

$$T_{4 \times 4} = \begin{bmatrix} 1/4 & 1/2 & 1/4 \\ -1/12 & 0 & 1/12 \\ -1/12 & 0 & 1/12 \\ 1/12 & -1/6 & 1/12 \\ -1/12 & 0 & 1/12 \\ -1/12 & 0 & 1/12 \end{bmatrix};$$

$$D_{4 \times 4} = \begin{bmatrix} 1 & -3/2 & -3/2 & 3 & -3/2 & -3/2 \\ 1 & 0 & 0 & -3 & 0 & 0 \\ 1 & 3/2 & 3/2 & 3 & 3/2 & 3/2 \end{bmatrix};$$

$$\|D_{4 \times 4}\| = 5.23.$$

**Сравнительный анализ.** В настоящей статье произведено сравнение пяти СКС: Байера [11] (см. рис. 1, *а*), фирм "Artina Clarity+" [15] (рис. 4, *а*), "Sony" (RGBW) [14] (см. рис. 1, *б*), "Hao40" [19] (рис. 4, *б*) и разработанной автором СКС bar4 (см. рис. 3, *а*). Для всех СКС использовался алгоритм восстановления изображения, предложенный Dubois [22].

P	R
B	P

*а*

G	P	R	B	P
B	P	G	P	R
P	R	B	P	G
P	G	P	R	B
R	B	P	G	P

*б*

Рис. 4

*Анализ в отсутствие шумов.* На рис. 5, *б–е* представлены результаты восстановления тестового изображения зон Френеля (рис. 5, *а*) при использовании тестируемых СКС (на рисунках изображены разности тестового и восстановленного изображений). Удобство использования изображений зон Френеля объясняется тем, что по ним можно оценить РС ТВ-системы во всех направлениях, а также выявить, на каких пространственных частотах проявляются различные артефакты. В [18] показано, что со снижением уровня цветowych муаров РС ТВ-системы возрастает. Главным недостатком СКС Байера (рис. 5, *б*), СКС фирмы "Artina" (рис. 5, *в*) и СКС фирмы "Sony" (рис. 5, *г*) является расположение мультиплексных компонент цветности на горизонтальных и вертикальных осях, где энергия спектра пространственных частот реальных изображений максимальна. Результатом такого расположения являются значительные цветовые артефакты на

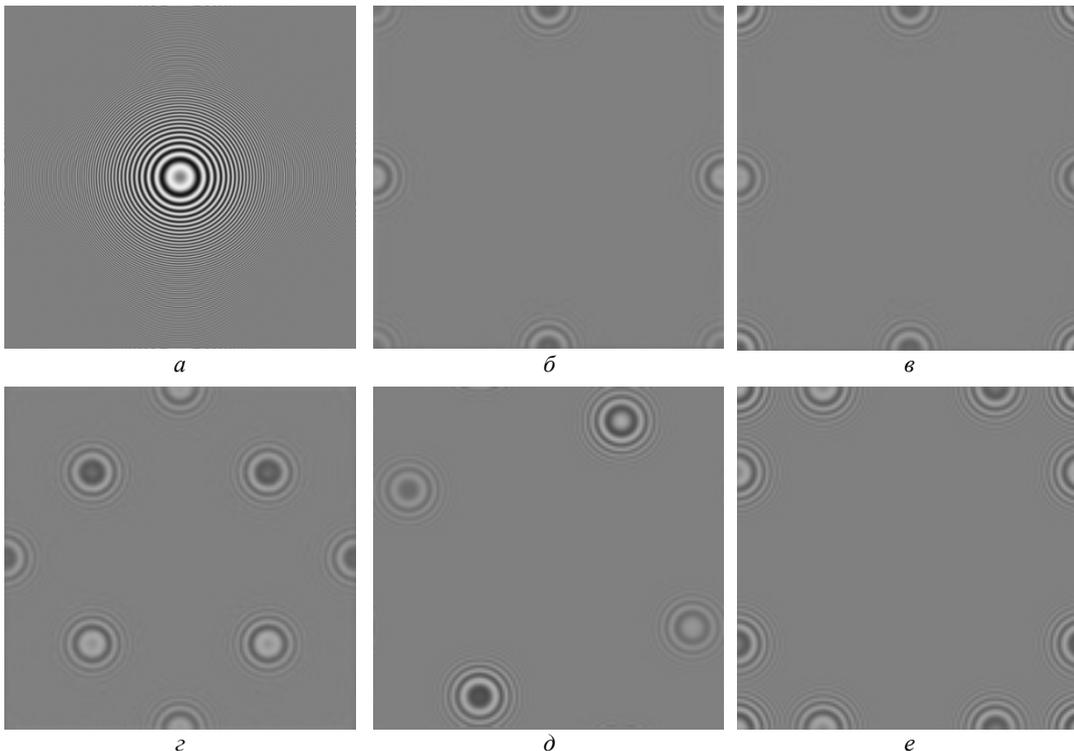


Рис. 5

мелких объектах, ориентированных вдоль горизонтальной и вертикальной осей телевизионного кадра (если не используются сложные адаптивные алгоритмы восстановления).

Предложенная в [19] СКС "Hao40" обладает интересными спектральными свойствами, основанными на учете пространственно-спектральных свойств реальных изображений. Ортогональные линии, на которых расположены мультиплексные компоненты цветности, повернуты примерно на 150° относительно горизонтальной и вертикальной осей (рис. 5, *д*), что позволяет уменьшить наложение спектров вдоль указанных направлений и, как следствие, несколько повысить РС. Однако пространственные частоты, на которых начинают проявляться цветные муары, даже несколько меньше, чем для СКС Байера (рис. 5, *б*) и СКС фирмы "Artina" (рис. 5, *в*), что должно привести к повышению цветных муаров на мелких объектах сложной формы. Кроме этого СКС "Hao40" не обеспечивает дополнительных мультиплексных компонент цветности в спектре изображения, что не позволяет эффективно использовать адаптивные алгоритмы восстановления, которые так широко применяются для СКС Байера.

Как следует из рис. 5, *е*, разработанная СКС характеризуется наибольшим расстоянием  $D_{L-C}$  среди рассмотренных шаблонов. Вследствие этого перекрытие спектров яркости и цветности происходит на более высоких пространственных частотах, поэтому на изображениях цветные муары будут появляться реже и обладать меньшей интенсивностью.

В таблице представлены средние значения пикового отношения "сигнал/шум" (PSNR) по 24 тестовым изображениям от фирмы KODAK [20] для пяти анализируемых СКС при максимальном уровне полезного сигнала, равном 1. При отсутствии шумов (среднеквадратическое отклонение шума  $\sigma = 0$ ) предлагаемая СКС превосходит на 0.7...0.8 дБ СКС фирмы "Artina" и Байера за счет увеличенного расстояния  $D_{L-C} = 0.56$  против 0.5

для СКС Байера. Поскольку  $D_{L-C}$  для СКС фирмы "Sony" и "Hao40" еще меньше (0.25 и 0.45 соответственно), преимущество предложенной СКС перед ними более значительно, почти 2...4 дБ.

На рис. 6 представлено тестовое изображение № 8, а на рис. 7, *а-д* – отображение сигнала ошибки – разницы между восстановленным изображением, полученным с использованием СКС, включенных в таблицу, и тестовым изображением (в отсутствие шумов) (для наглядности сигнал ошибки увеличен в пять раз). Чем больше сигнал ошибки, тем более выражены цветные артефакты на изображении. Так, использование СКС фирмы "Sony" приводит к наибольшему уровню цветных муаров, а разработанная СКС – к наименьшему, что согласуется с анализом, проведенным по зонам Френеля на рис. 5. Кроме того, для предложенной СКС возможно использовать адаптивный алгоритм (например, [23]), который существенно повысит качество изображения, а для СКС "Hao40" необходимо искать другие методы снижения цветных муаров.

*При наличии шумов.* В [21] проведен сравнительный анализ девяти СКС, пять из которых содержат панхроматические пикселы. При наличии шумов ( $\sigma = 0.02$ ) СКС Байера показывает наилучшие показатели по PSNR и другим метрикам, что является достаточно противоречивым результатом. СКС с панхроматическими пикселами в условиях низкой освещенности должны обеспе-



Рис. 6

СКС	Bayer	Artina	Sony	Hao40	Var4	
Изображения на рис. 7	<i>а, е</i>	<i>б, ж</i>	<i>в, з</i>	<i>г, и</i>	<i>д, к</i>	
Кривая на рис. 8	3	2	5	4	1	
PSNR						
$\sigma$	0	37.92	38.05	34.97	36.02	38.74
	0.025	31.19	32.85	31.87	32.14	34.17
	0.050	26.02	28.06	28.01	27.82	29.61
	0.075	22.68	24.82	25.08	24.73	26.44
	0.100	20.24	22.43	22.81	22.39	24.41

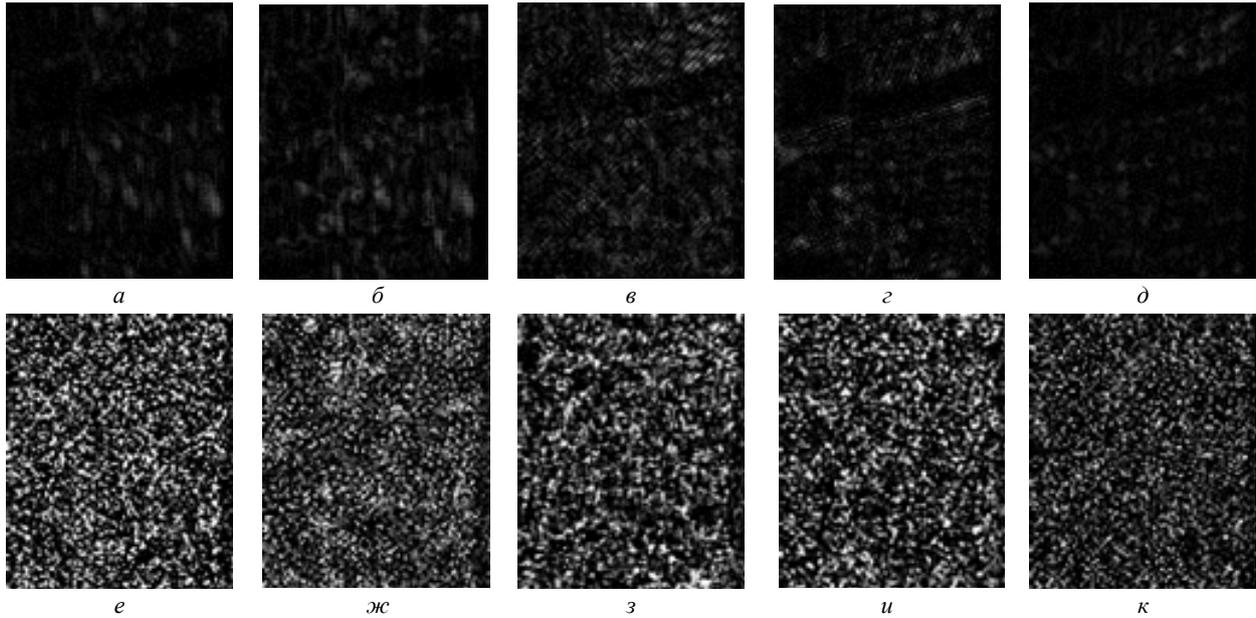


Рис. 7

чивать большее PSNR за счет большего пропускания света, однако проведенное Н. Pengwei моделирование не показало этого.

По всей видимости, автор не учел механизма формирования сигнала в ФП при низкой освещенности, где превалирующей шумовой компонентой являются шумы считывания  $n_{rd}$ , добавляющиеся к каждому зарядовому пакету:

$$\begin{aligned} U_{Rn} &= U_R + n_{rd}; \\ U_{Gn} &= U_G + n_{rd}; \quad U_{Bn} = U_B + n_{rd}; \\ U_{Pn} &= U_P + n_{rd} = U_R + U_G + U_B + n_{rd}, \end{aligned}$$

где  $U_R$ ,  $U_G$ ,  $U_B$  – зарядовые пакеты в фотодиодах пикселей, соответствующих R-, G-, B- и панхроматическому каналам. **Ошибка! Ошибка связи.**

При восстановлении полноцветного изображения необходимо использовать  $U_{Pn}/3$  вместо  $U_{Pn}$  (см. (4)), при этом разброс шума в панхроматических пикселах уменьшится в 3 раза, что и позволит повысить PSNR.

Используя описанное представление сигнала, проведено исследование пяти анализируемых СКС на наборе тестовых изображений при добавлении "белого" гауссовского шума с  $\sigma = 0.025, 0.05, 0.075, 0.1$ . Результаты представлены в таблице и на рис. 8 (номера кривых см. в таблице). На рис. 7, e–k показаны сигналы ошибки между восстановленными изображениями, полученными с использованием исследуемых СКС, и тестовым изображением (рис. 6) при  $\sigma = 0.1$ .

Анализируя полученные данные можно сделать следующие выводы:

- в отсутствие шума качество изображения, оцениваемое по PSNR, в основном определяется расположением компонент цветности в частотной области, причем PSNR возрастает с ростом расстояния  $D_{L-C}$ ;

- при возрастании шума PSNR падает с наибольшей скоростью для СКС Байера. В результате уже при  $\sigma = 0.02$  PSNR для СКС Байера имеет наименьшее значение среди исследованных СКС;

- падение значений PSNR для СКС с панхроматическими пикселями происходит медленнее по сравнению с СКС Байера, что обусловлено большим светопропусканием СКС;

- при  $\sigma > 0.04$  СКС фирм "Aptina", "Sony", "Hao40" характеризуются практически одинаковым PSNR, который примерно на 2 дБ больше, чем для СКС Байера, и на 1.6...2 дБ меньше, чем у предложенной СКС.

Суммируя полученные результаты можно утверждать, что синтезированная СКС имеет наилучшие спектральные свойства среди всех известных СКС с панхроматическими пикселями, а

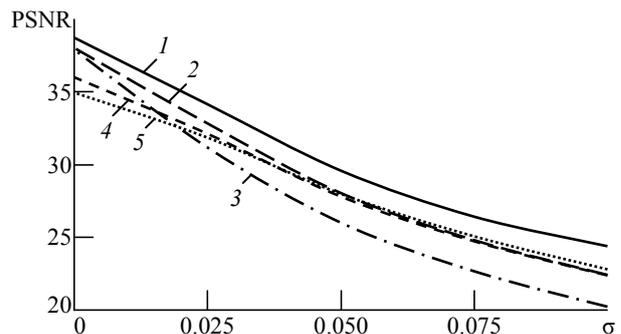


Рис. 8

также всех СКС, рассмотренных в настоящей статье, что позволяет существенно снизить цветовые муары на изображении. Вместе с тем новая СКС обеспечивает по субъективному критерию (интенсивность цветовых артефактов) и по объективному критерию качества (PSNR) наивысшие показатели среди всех рассмотренных в настоящей статье.

Несмотря на значительный интерес к использованию новых СКС для повышения качества изображения, до сих пор ни одна СКС не смогла вытеснить СКС Байера с лидирующих позиций. На основе результатов, полученных L. Condat, K. Hirakawa и H. Pengwei, а также критериев, сформулированных в настоящей статье, найдено несколько СКС. В настоящей статье представлена одна из найденных СКС – bar4. Описание остальных СКС и результаты их исследования содержатся в [19]. Проведенное моделирование показало, что предложенная СКС значительно превосходит все известные СКС с панхроматических пикселями (а также СКС Байера) сразу по трем основным характеристикам – чувствительности, устойчивости к цветовым муарам и, как следствие, по РС.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Durini D. High Performance Silicon Imaging. Fundamentals and Applications of CMOS and CCD Image Sensor. Cambridge: Woodhead Pub., 2014. 450 p.
2. Single-Sensor Imaging. Methods and Applications for Digital Cameras / ed. by R. Lukac. Boca Raton: CRC Press, 2009. 626 p.
3. Li Y., Hao P., Lin Z. Color filter arrays: representation and analysis // Tech. Rep. RR-08-04, Dept. of Computer Science, Queen Mary, Univ. of London (QMUL), 2008. URL: <http://www.eecs.qmul.ac.uk/~phao/Papers/RR-08-04.pdf> (дата обращения 10.12.2015).
4. Demosaicking: Color filter array interpolation / B. K. Gunturk, J. Glotzbach, Y. Altunbasak et al. // IEEE Signal Processing Mag. 2005. Vol. 22, iss. 1. P. 44–54.
5. Alleyson D., Susstrunk S., Herault J. Linear demosaicing inspired by the human visual system // IEEE Trans. Image Processing. 2005. Vol. IP-14, iss. 4. P. 439–449.
6. Lukac R., Plataniotis K. N. Universal demosaicking for imaging pipelines with a RGB color filter array // Pattern Recognition. 2005. Vol. 38, iss. 11. P. 2208–2212.
7. Condat L. A new color filter array with optimal sensing properties. URL: [http://www.gipsa-lab.fr/~laurent.condat/publis/condat\\_icip09\\_newCFA.pdf](http://www.gipsa-lab.fr/~laurent.condat/publis/condat_icip09_newCFA.pdf) (дата обращения 10.12.2015).
8. Hirakawa K., Wolfe P. Spatio-spectral color filter array design for optimal image // IEEE Trans. on Image Processing. 2008. Vol. IP-17, iss. 10. P. 1876–1890.
9. A geometric method for optimal design of color filter arrays / P. Hao, Y. Li, Z. Lin, E. Dubois // IEEE Trans. Image Processing, 2011. Vol. IP-20, iss. 3. P. 709–722.
10. Баранов П. С. Анализ характеристик телекамер на фотоприемниках с произвольной структурой кодирующих светофильтров // Вопр. радиоэлектроники. Сер. Техника телевидения. 2014. Вып. 1. С. 80–89.
11. US Pat. 3 971 065. Int. Cl.<sup>2</sup> H04N9/07, H04N9/04, G02B5/20. Color imaging array / B. E. Bayer. Publ. 1976/20/07.
12. Баранов П. С., Козлов В. В., Манцетов А. А. Чувствительность цветных одноматричных телевизионных камер // Вопр. радиоэлектроники. Сер. Техника телевидения. 2012. Вып. 1. С. 58–71.
13. US Pat. 20 070 268 533. Int. Cl. G03F3/08 (2006.01). Image sensor with improved light sensitivity / T. Kijima, H. Nakamura, J. Compton, J. Hamilton. Publ. 2007/22/11.
14. US Pat. 20 150 241 611 A1. Int. Cl. H04N5/335 (2006.01). Solid-state imaging device, method for processing signal of solid-state imaging device, and imaging apparatus / I. Hirota. Publ. 2015/08/27.
15. US Pat. 20 130 242 148 A1. Int. Cl. H04N9/04 (2006.01). Imaging systems with clear filter pixels / M. Mlinar, B. Keelan. Publ. 2013/08/07.
16. Баранов П. С., Драк О. Т. Выбор структуры цветных кодирующих светофильтров для повышения чувствительности // Тез. докл. 10-й Междунар. конф. "Телевидение: передача и обработка изображений", СПб., 25–26 июня 2013 г. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2013. С. 14–16.
17. Baranov P., Drak O. A New Color Filter Array with High Light Sensitivity and High Resolution Properties // Proc. of the 2015 IEEE North West Russia Section Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conf., 2–4 Feb. 2015. SPb.: SPb. ETU "LETI" Press, 2015. P. 18–23.
18. Баранов П. С. Методы повышения качества изображения, формируемого цветными одноматричными телевизионными камерами: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.04 / Баранов П. С. СПб., 2014. 173 с.
19. Wang J., Zhang C., Hao P. New Color Filter Arrays of High Light Sensitivity and High Demosaicking Performance // IEEE Intern. conf. on Image Processing (ICIP), Brussels, Belgium, 11–14 Sept. 2011. URL: <http://www.eecs.qmul.ac.uk/~phao/Papers/ICIP11.ppt.pdf> (дата обращения 10.12.2015).
20. Hao P. Universal Demosaicking of Colour Filter Arrays / Dept. Computer Science, Queen Mary, Univ. London (QMUL). URL: <http://www.eecs.qmul.ac.uk/~phao/CFA/acude/> (дата обращения 10.12.2015).
21. Aptina's Clarity+TM Solution. URL: [https://3gl.tesummit.qualcomm.com/sites/default/files/pdf/3GLTE2015\\_ONSemi.pdf](https://3gl.tesummit.qualcomm.com/sites/default/files/pdf/3GLTE2015_ONSemi.pdf) (дата обращения 10.12.2015).
22. Dubois E. Frequency-Domain Methods for Demosaicking of Bayer-Sampled Color Images // IEEE Signal Process. Lett. 2005. Iss. 12. P. 847–850.

P. S. Baranov  
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

### **Coding light filters structure for simultaneous increasing of television camera resolution and sensitivity**

*Coding light filters (CLF) structure using in CCD- and CMOS- photo detectors color image obtaining, most defines the image quality. In article requirements to CLF for increase of sensitivity and resolution of a TV camera are formulated. The template of the synthesized SCL is presented. Computer modeling of five various CLF and their comparative analysis in objective and subjective parameters is carried out.*

Coding light filters structure, template of coding light filters structure, sensitivity, resolution

Статья поступила в редакцию 15 сентября 2015 г.

---

УДК 615.47:616-072.7

Н. А. Обухова, А. А. Мотыко  
Санкт-Петербургский государственный электротехнический  
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

### **Автоматический метод анализа мультиспектральных кольпоскопических изображений для телевизионной системы диагностики рака шейки матки<sup>1</sup>**

*Предложен автоматический метод анализа флуоресцентных изображений, полученных при возбуждающих излучениях с длинами волн 360 и 390 нм. Метод позволяет выявить состояния тканей шейки матки: норму, воспалительный процесс (chronic nonspecific inflammation – CNI) и онкологические изменения (cervical intraepithelial neoplasia – CIN) и построить дифференциальную карту патологии. Для границы CIN/CNI достигнута чувствительность 87 % и специфичность 71 %. Метод включает специальную предобработку исходных изображений: совмещение изображений, полученных в разных условиях освещения, и выделение области интереса. Особенностями метода являются использование совокупности признаков, рассчитанных по изображениям разного типа, и решающее правило при классификации на основе методов интеллектуального анализа данных.*

#### **Обработка мультиспектральных изображений, совмещение мультиспектральных изображений, выделение области интереса, классификация, обработка медицинских изображений**

Рак шейки матки – один из наиболее распространенных видов злокачественных заболеваний у женщин. По данным Всемирной организации здравоохранения, в мире ежегодно диагностируется свыше 500 000 новых случаев этого заболевания, от которого ежегодно умирают около 240 000 женщин [1], [2]. Задача современной медицины и, соответственно, новых информационных технологий заключается в постановке диагноза на более раннем этапе заболевания.

Современная схема диагностики рака шейки матки включает три этапа. На первом этапе проводят Пап-тест. В случае положительного результата Пап-теста пациентку направляют на кольпоскопию. Если кольпоскопия подтверждает опасе-

ния, то выполняют взятие биопсии с последующим гистологическим контролем.

Кольпоскопия – диагностический метод, при котором врач проводит визуальный анализ тканей шейки матки, принимает решение о наличии патологического процесса, в случае необходимости, определяет место и берет биопсию. Правильный выбор места биопсии чрезвычайно важен, так как именно по ее результатам ставится диагноз и проводится дальнейшее лечение. При проведении кольпоскопического обследования достоверность результатов определяется опытом и квалификацией врача.

Эффективность кольпоскопического обследования повышается при использовании специальных телевизионных систем медицинской диагно-

---

<sup>1</sup> Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, грант № 15-07-00188.

стики, существенной частью которых является автоматический анализ кольпоскопических изображений. На основании кольпоскопических изображений система должна проводить количественную оценку степени патологии той или иной области, выделять подозрительные особенности, указывать место взятия биопсии. Особенно существенным является реализация дифференциальной диагностики. Применительно к задаче диагностики онкологических изменений на шейке матки это означает возможность выявления следующих состояний тканей: нормы, воспалительного процесса (chronic nonspecific inflammation – CNI), онкологические изменения различной степени тяжести (cervical intraepithelial neoplasia – CIN I, II, III).

Достаточно низкая чувствительность и специфичность стандартной кольпоскопической процедуры диагностики рака шейки матки [3], [4], а также ее выраженный субъективный характер определяют значимое количество работ в области автоматического анализа изображений шейки матки [5]–[21].

Основные задачи, решаемые при автоматическом анализе кольпоскопических изображений, – выделение ацетобелых областей и областей изображения с характерными сосудистыми образованиями, наиболее часто со структурами "мозаика" и "пунктуация".

Для решения первой задачи используют признаки яркости и цвета, количественно оцениваемые координатами цвета в системах YCrCb [5], RGB [6], Lab [7], [11], HSV [7].

При анализе сосудистых образований возможно два подхода: выделение неоднородных тканей [21] и сегментация с последующей классификацией конкретных текстурных образцов [15]–[20]. Для методов, реализующих второй подход, характерно выделение сосудистых структур при помощи согласованной фильтрации в ее различных модификациях. В частности, может быть использован фильтр Гаусса, учитывающий особенности пунктуации [20], или морфологические операции со структурными операторами специальной формы [15]–[19]. Собственно классификация изображения выполняется на основе расчета характеристик выделенной согласованной фильтрацией структур: средней площади объектов, числа ребер, углов ориентации сегментов, расстояния между капиллярами и т. д. Для выделения структур наиболее часто используется пороговое решение.

Наряду с вычислением признаков (цвета, яркости, текстуры) в ряде работ сделаны попытки отказаться от признаковой сегментации и класси-

фикации. Предложено использовать непосредственно фрагменты изображений с помощью их метаописания – "опорных визуальных слов" [8], [9] или "текстонов" [21].

Все перечисленные методы анализируют изображения, полученные в белом свете, но сегодня одним из перспективных и быстро развивающихся направлений является разработка мультиспектральных диагностических систем. Пример системы такого класса – мультиспектральный цифровой кольпоскоп, разработанный в Университете Техаса (США) группой исследователей во главе с Р. Ричардс-Кортиум [3], [13].

Мультиспектральные системы позволяют получить для анализа флуоресцентные изображения разного типа. Флуоресцентные изображения содержат дополнительную диагностическую информацию, основанную на изменении концентрации и реструктуризации эндогенных флуорофоров, таких как NADH, FAD, коллаген, кератин, PPIX.

Настоящая статья посвящена анализу флуоресцентных изображений, полученных с различной длиной волны возбуждения. Особенностью анализа является построение решающего правила на основе методов интеллектуального анализа данных (ИАД) (data mining). Применение методов ИАД определяется высокой вариабельностью исходного материала: медицинские изображения, в частности кольпоскопические, существенно различны у разных пациенток, поскольку обусловлены разным возрастом, менопаузой и другими особенностями физического состояния женщины.

Достоинством представленного метода является реализация границы CNI/CIN при классификации кольпоскопических изображений. В большинстве перечисленных в обзоре работ граница классификации определена между нормальной тканью и тканью с CIN, но в медицинской практике наибольший интерес представляет выявление различий между тканями с CIN и CNI. Следует отметить, что состояния тканей CNI и CIN I очень похожи по визуальным свойствам и выбор между ними является не только самой важной, но и самой трудной проблемой во время кольпоскопии.

Предложенный метод реализует формирование дифференциальной карты патологии – изображения, разбитого на области с определенным диагнозом норма–CNI–CIN. При этом определена степень ответственности тканей поставленному диагнозу. Степень соответствия изменяется в диапазоне от 0 до 1 и характеризует уровень патологического процесса.

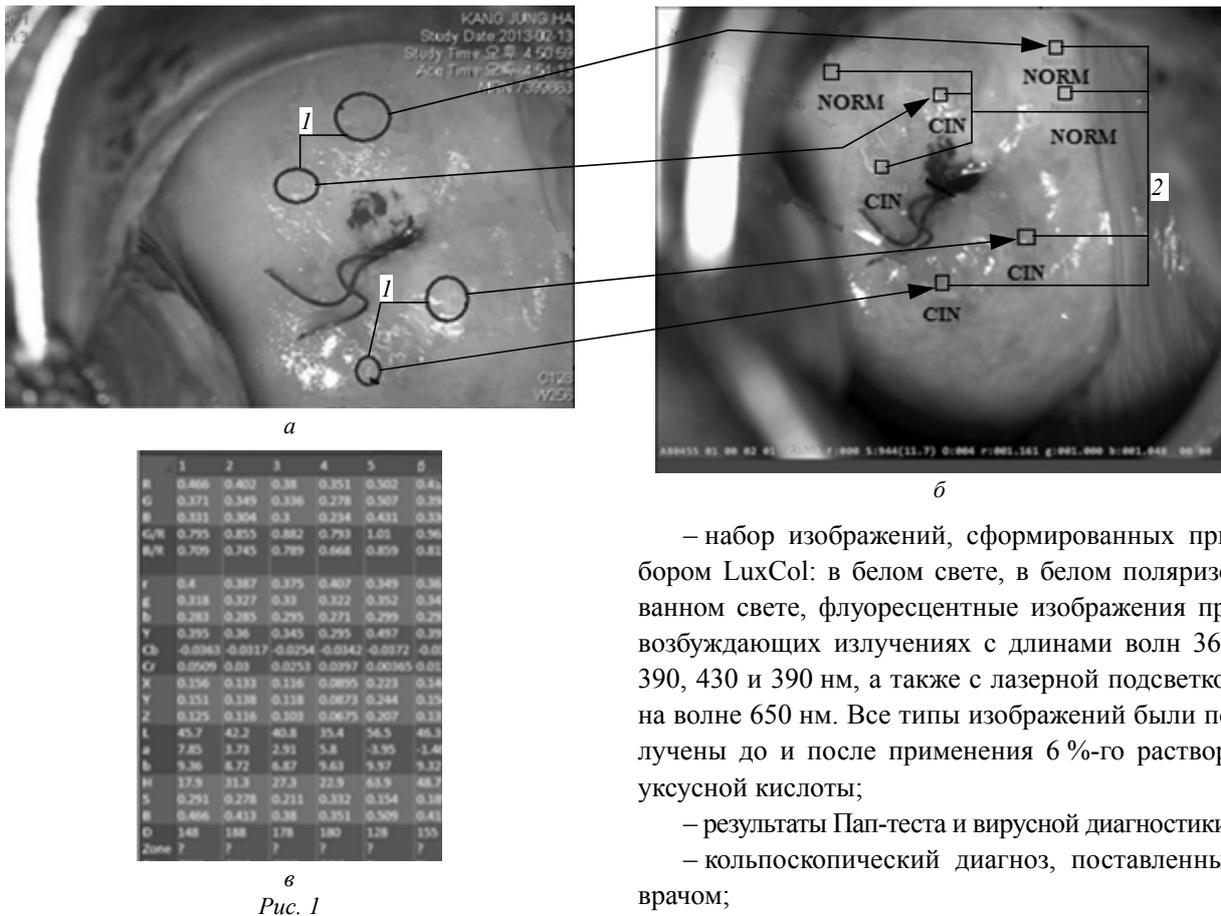


Рис. 1

В настоящей статье представлены характеристика клинических данных, использованных для разработки и проверки метода, описание алгоритмов предобработки и анализа изображений, а также результаты экспериментального исследования.

**Клинические исследования и исходные данные.** Для разработки и тестирования алгоритмов автоматического анализа кольпоскопических изображений проведены специальные клинические исследования на базе клиники Отта (Санкт-Петербург, Россия), а также ряда клиник Сеула (Южная Корея).

В исследовании принимали участие пациентки в возрасте старше 18 лет, не беременные, с положительным откликом Пап-теста или с выявленным вирусом HPV. Были получены письменные согласия всех участниц.

Для получения изображений шейки матки в белом свете и флуоресцентных изображений при различном возбуждающем излучении разработан мультиспектральный цифровой кольпоскоп LuxCol со специальным программным обеспечением RSS-Colpo [22].

Для каждой пациентки, принимавшей участие в клиническом исследовании, получены:

– набор изображений, сформированных прибором LuxCol: в белом свете, в белом поляризованном свете, флуоресцентные изображения при возбуждающих излучениях с длинами волн 360, 390, 430 и 390 нм, а также с лазерной подсветкой на волне 650 нм. Все типы изображений были получены до и после применения 6 %-го раствора уксусной кислоты;

– результаты Пап-теста и вирусной диагностики;

– кольпоскопический диагноз, поставленный врачом;

– изображение шейки с указанными врачом местами взятия биопсий и результаты их гистологического анализа.

Общее число пациенток, принявших участие в клиническом исследовании, составило 151, среди них с установленным гистологически диагнозом CNI – 89, с диагнозом CIN – 62.

На основе полученной информации создана специальная база данных по следующей методике. На всех изображениях, полученных с помощью прибора LuxCol, в специальном программном пакете устанавливались маркеры в соответствии с изображением, на котором врач указал места взятия биопсий (1 – рис. 1, а). Вокруг каждого маркера автоматически формировалась область 20 × 20 элементов (2 – рис. 1, б) и по этой области высчитывался вектор признаков, включающий яркостно-цветовые и текстурные характеристики. Вектор признаков и соответствующий ему диагноз, поставленный по результатам биопсий, заносились как единая запись в формируемую базу данных (рис. 1, в).

Полученная база данных использована:

– для выбора наиболее информативных типов изображений и признаков для анализа;

– обучения классификаторов;

– оценки качества классификации и определения достигнутых специфичности, чувствительности и точности;

– формирования и проверки карт патологии.

**Предварительная обработка изображений**, полученных в белом свете, и флуоресцентных изображений включает в себя совмещение медицинских снимков, снятых в различных условиях освещения, и автоматическую сегментацию областей интереса – участков на изображении, для которых целесообразно проводить дальнейший анализ.

Изображения, полученные в белом свете и в свете флуоресценции, обладали незначительными взаимными смещениями, обусловленными методикой их получения. Это сделало невозможным анализ по всей совокупности изображений, так как изображения одних и тех же особенностей имели координаты, изменявшиеся от снимка к снимку.

Для совмещения изображений предложен алгоритм [23], основанный на фазовой корреляции, включающий следующие операции:

- перевод исходных изображений в полутоновой формат;
- подавление высокочастотного шума на изображениях обработкой медианным фильтром;
- бинаризацию изображения с применением адаптивного порога, значение которого в точке вычисляют как свертку сигнала изображения в окрестности этой точки с гауссовой функцией;
- определение взаимного спектра мощности обрабатываемого изображения с опорным изображением, смещение которого принимают нулевым:

$$R(\Delta x, \Delta y) = \frac{G_{об}(x + \Delta x, y + \Delta y) \circ G_{оп}^*(x, y)}{|G_{об}(x + \Delta x, y + \Delta y) G_{оп}^*(x, y)|},$$

где  $G_{об}$ ,  $G_{оп}$  – фурье-образы обрабатываемого и опорного изображений соответственно; "o" – символ произведения Адамара двух матриц; "\*" – символ комплексного сопряжения;

– определение взаимной корреляционной функции указанных изображений  $r(\Delta x, \Delta y)$  с помощью обратного преобразования Фурье:

$$r(\Delta x, \Delta y) = F^{-1} \{R\}$$

и нахождение вектора смещения  $(\Delta x', \Delta y')$ , доставляющего максимум этой функции:

$$(\Delta x', \Delta y') = \max_{\Delta x, \Delta y} [r(\Delta x, \Delta y)].$$

На рис. 2 приведен результат работы алгоритма: *a* – исходное изображение; *б* – опорное изобра-

жение и *в* – исходное изображение, сдвинутое в соответствии с полученным вектором смещения.

На реальном медицинском снимке изображение шейки матки занимает всего около 70%. Остальная часть может содержать другие ткани, медицинские инструменты, различные артефакты. Наличие нерелевантной информации затрудняет дальнейшую обработку и анализ данных, поэтому необходимо выделить только практически значимую область изображения – область интереса.

Для автоматической сегментации области интереса предложен следующий алгоритм:

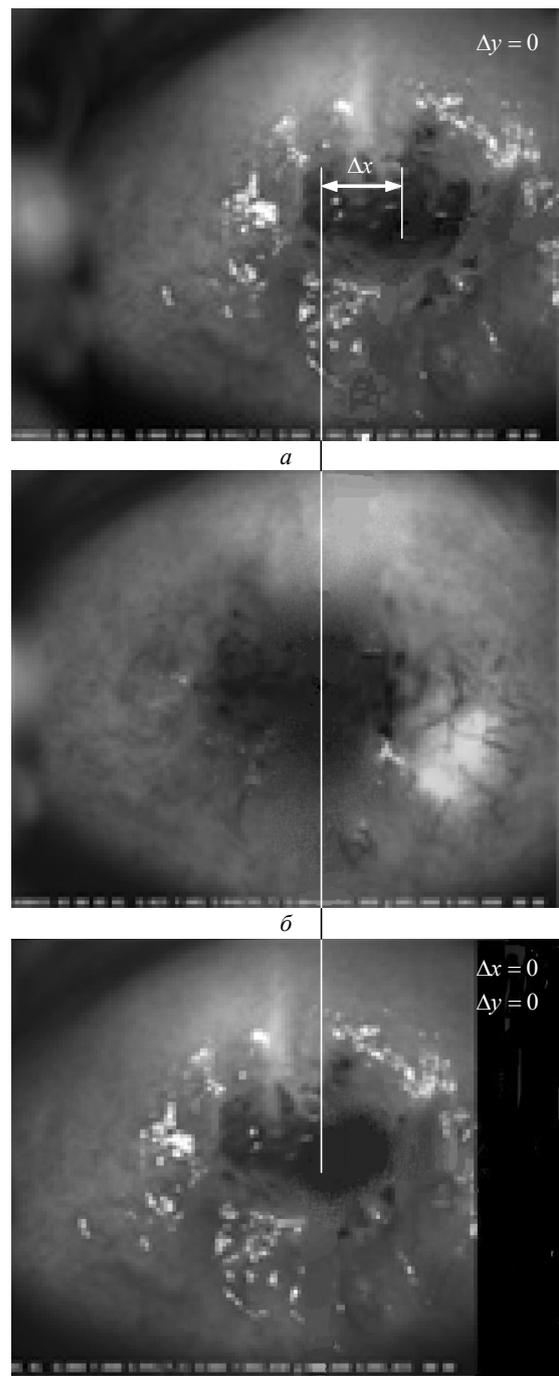


Рис. 2

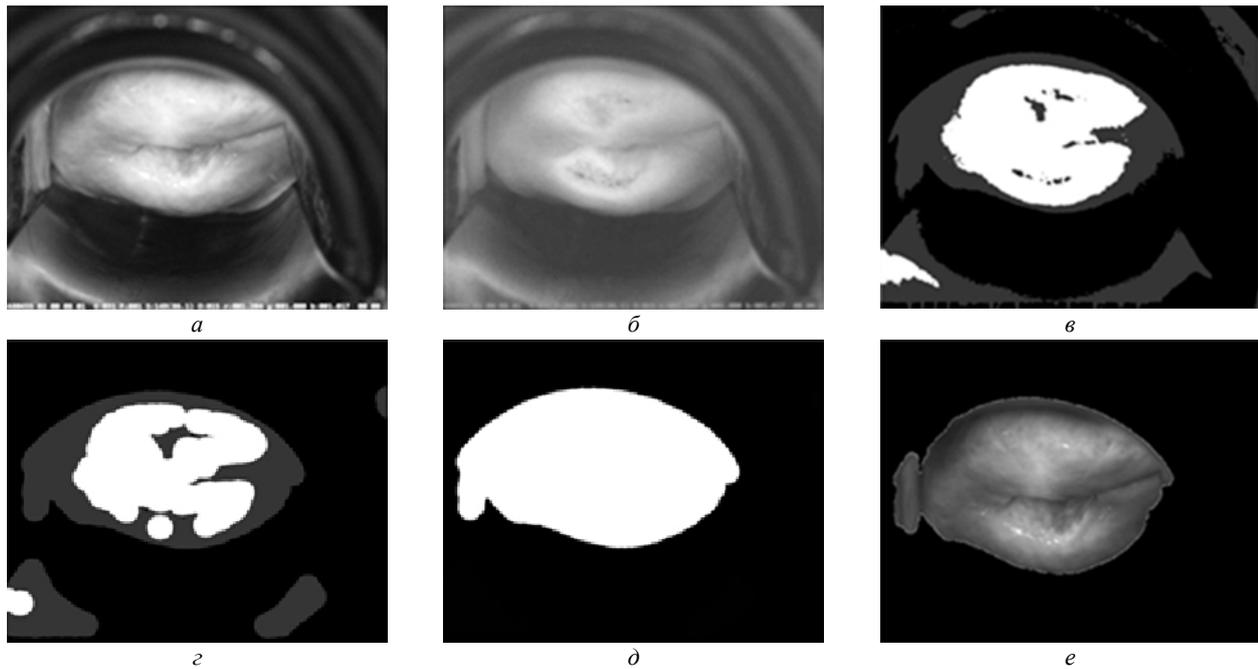


Рис. 3

– обработка изображения (рис. 3, а) гауссовым фильтром

$$G_{\sigma} = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{(x^2+y^2)}{2\sigma^2}},$$

с небольшим значением параметра размытия  $\sigma$  для подавления шума:

$$L_2(x, y) = L_1(x, y) \bullet G_{\sigma},$$

где  $L_2(x, y)$ ,  $L_1(x, y)$  – яркости пиксела обработанного и исходного изображений соответственно; " $\bullet$ " – символ свертки (рис. 3, б);

– конвертирование изображения в цветовое пространство Lab и выделение слоя с координатой "а" [24] (рис. 3, в);

– кластеризация изображения методом  $K$ -средних для разделения на области по цветовому признаку (рис. 3, г);

– морфологическая фильтрация (операция закрытия) для сглаживания границ выделенных областей:

$$A \odot B = (A + B) - B,$$

где  $A$  – битовая матрица бинарного изображения;  $B$  – матрица структурного элемента; " $\odot$ " "+", "-" – символы морфологических операций закрытия, наращивания и эрозии соответственно (рис. 3, д);

– выбор наибольшей области, принадлежащей к целевому классу, которая принимается за искомым областью интереса на изображении (рис. 3, е).

Алгоритмы предварительной обработки проверялись на всех сериях изображений<sup>2</sup>, полученных при клинических испытаниях разрабатываемой системы. Проведенные эксперименты показали, что область интереса выделена корректно для 95 % изображений, задача совмещения изображений решена корректно для 93 % изображений. Результаты выделения области интереса представлены на рис. 4.

**Анализ флуоресцентных изображений с целью дифференциальной диагностики.** Главной задачей анализа мультиспектральных кольпоскопических изображений является классификация для реализации дифференциальной диагностики и выявления состояний тканей шейки матки: норма, CNI, CIN. Для решения этой задачи необходимо сформировать вектор признаков и выбрать классификационную стратегию.

Существует три группы признаков патологии на изображении: яркостно-цветовые, морфологические и текстурные [5]. В рамках описанной в настоящей статье работы при анализе изображений исследовались яркостно-цветовые признаки. Для их количественной оценки использовались исходные RGB-координаты, отношения G/R и G/B, а также координаты rgb, XYZ, YCrCb, Lab и HSV. С целью снижения влияния шумов перечисленные признаки рассчитывались не для каждого пиксела, а как усредненные значения для локаль-

<sup>2</sup> Серия – набор изображений, полученных от одного пациента в различных условиях освещения.

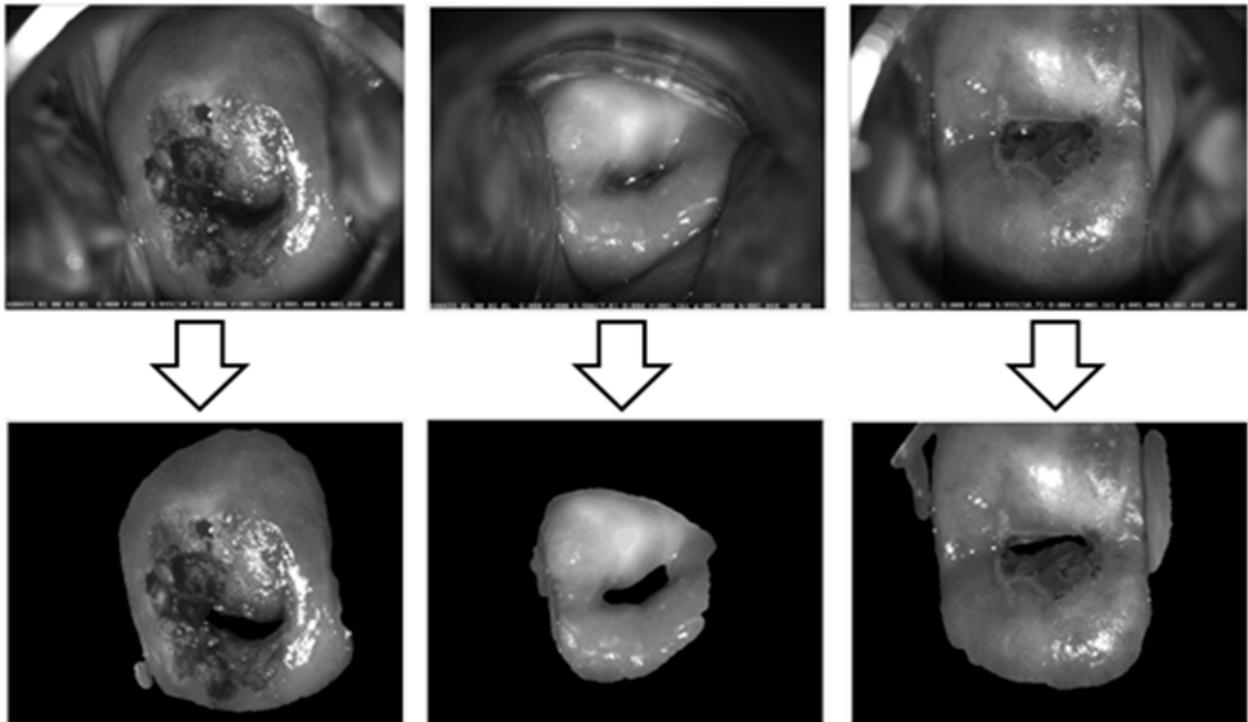


Рис. 4

ного фрагмента – блока изображения размером  $20 \times 20$  пикселей.

Для выбора наиболее эффективных признаков и типов изображений использовалось расстояние Фишера, рассчитанное между классами CIN и CNI:

$$K_D = \frac{(\bar{p}_{CIN} - \bar{p}_{CNI})^2}{s_{p_{CIN}}^2 + s_{p_{CNI}}^2},$$

где  $\bar{p}_{CIN}$ ,  $\bar{p}_{CNI}$  – средние значения и  $s_{p_{CIN}}^2$ ,  $s_{p_{CNI}}^2$  – дисперсии анализируемого признака в классах CIN и классе CNI соответственно.

Проведенный анализ показал, что наиболее эффективными для реализации дифференциальной диагностики на границе CIN и CNI являются флуоресцентные изображения, полученные при возбуждающем излучении с длиной волны 360 нм, при этом наибольшее расстояние в классах достигается при использовании признаков Cr, Cb (система YCrCb) и b (система Lab). В качестве дополнительного источника информации целесообразно использовать флуоресцентные изображения, полученные при использовании возбуждающего излучения с длиной волны 390 нм с признаками Cr, Cb (система YCrCb) и b (система Lab). Изображения, полученные при возбуждающих излучениях с длинами волн 430 и 390 нм с лазерной подсветкой, не являются информативными.

Для выбора классификационной стратегии в исследование были включены дискриминантные

методы на основе расстояния Махаланобиса, метод классификации на основе регрессионного анализа, SVM (метод опорных векторов), метод главных компонент с алгоритмом классификации SIMCA, метод RDF (лес случайный деревьев), ADA Boost и нейросети.

Результаты обучения классификаторов и их тестирования по методике "перекрестная проверка без одного" (cross validation one leave out) на сформированной, как описано, базе данных показал, что наиболее значимый результат достигается при использовании классификационной стратегии RDF [24]–[27].

Таким образом, для реализации метода дифференциальной диагностики и построения карт патологии целесообразно использовать флуоресцентные изображения, полученные при возбуждающих излучениях с длинами волн 360 и 390 нм, признаки классификации Cr, Cb и b и алгоритм классификации RDF.

#### Алгоритм построения карты патологии.

Карта патологии – разбитое на области изображение, где каждой области сопоставлена степень соответствия определенному состоянию тканей шейки матки: норма, CNI, CIN. Соответствие численно оценивается значением в диапазоне от 0 до 1 и отображается на карте патологии путем тонирования области цветом в соответствии с указанным диагнозом. Области, соответствующие состоянию "норма", имеют зеленый цвет, состоянию CNI – желтый и состоянию CIN – красный.

Если область тканей имеет промежуточное состояние, например между нормой и CNI, то ее цвет – это смесь цветов соответствующих диагнозов. Так, область норма/CNI имеет желто-зеленый (салатный) цвет. Если состояние тканей промежуточное между CIN и CNI, то цвет будет смесью красного и желтого (оранжевым). Процент при смешении цветов, соответствующих основным состояниям, определяется степенью их выраженности.

Алгоритм построения карты патологии включает следующие шаги:

1. Разбиение исходных изображений на локальные фрагменты – блоки ( $20 \times 20$  элементов).

2. Определение для каждого блока вектора признаков, состоящего:

– из среднего значения координат  $C_r$ ,  $C_b$  (система YCrCb) и  $b$  (система Lab), рассчитанного в блоке флуоресцентного изображения, полученного при длине волны возбуждающего излучения 360 нм;

– среднего значения координат  $a$ ,  $b$  (система Lab), рассчитанного в блоке изображения, полученного в белом свете.

3. Предварительная классификация блоков изображений с выделением для дальнейшего анализа зоны плоскостного эпителия и удалением зон цилиндрического эпителия, кровления и цервикс. Стратегия классификации RDF; вектор признаков для классификации – средние значения координат  $a$  и  $b$  (Lab) в блоках изображений, полученных в белом свете и свете флуоресценции с длиной волны возбуждения 360 нм.

4. Классификация каждого блока, соответствующего плоскостному эпителию, с отнесением его к одному из трех классов: 1 – ткани без патологии; 2 – ткани, имеющие CNI; 3 – ткани, имеющие CIN. Стратегия классификации RDF; вектор признаков для классификации – средние значения  $C_r$ ,  $C_b$  (YCrCb) и  $b$  (Lab) в блоках изображений, полученных в свете флуоресценции с длиной волны возбуждения 360 и 390 нм. Результатом классификации является численная оценка принадлежности блока к классам  $P_{NORM}$ ,  $P_{CNI}$ ,  $P_{CIN}$ .

5. Определение цвета для отображения анализируемого блока изображения на карте патологии в соответствии с найденными значениями принадлежности. RGB-координаты цвета отображения анализируемого блока определены следующими соотношениями:

$$\text{if } (P_{NORM} \leq P_{CIN}) \text{ and } (P_{NORM} \leq P_{CNI}) \text{ then} \\ \text{then } \begin{cases} R = 0; \\ G = 255 [P_{CNI} / (P_{CNI} + P_{CIN})]; \\ B = 255; \end{cases}$$

$$\text{if } (P_{CIN} \leq P_{NORM}) \text{ and } (P_{CIN} \leq P_{CNI}) \text{ then} \\ \text{then } \begin{cases} R = 0; \\ G = 255; \\ B = 255 [P_{CNI} / (P_{CNI} + P_{NORM})]; \end{cases}$$

$$\text{if } (P_{CNI} \leq P_{NORM}) \text{ and } (P_{CNI} \leq P_{CIN}) \text{ and} \\ \text{and } (P_{NORM} \leq P_{CIN}) \text{ then} \\ \text{then } \begin{cases} R = 0; \\ G = 0; \\ B = 255 [P_{CIN} / (P_{CIN} + P_{NORM})]; \end{cases}$$

$$\text{if } (P_{CNI} \leq P_{NORM}) \text{ and } (P_{CNI} \leq P_{CIN}) \text{ and} \\ \text{and } (P_{CIN} \leq P_{NORM}) \text{ then} \\ \text{then } \begin{cases} R = 0; \\ G = 255 [P_{NORM} / (P_{CIN} + P_{NORM})]; \\ B = 255. \end{cases}$$

**Результаты.** Экспериментальное исследование предложенного метода включало две части. Первая часть – оценка основных характеристик классификатора на основе сформированной базы данных записей по методике "Перекрестная проверка без одного". Полученные результаты: на границе CNI/CIN чувствительность 0.85, специфичность 0.78.

Вторая часть состояла в получении и проверке корректности карт патологии для каждого пациента. Основные шаги методики проверки:

1. Из базы данных исключались записи, соответствующие изображению, для которого будет строиться карта патологии. По оставшимся записям проводилось обучение классификатора.

2. Строилась карта патологии.

3. Полученная карта патологии проверялась на соответствие результатам биопсии. Если результаты классификации соответствовали результатам биопсии, то карта считалась корректной.

Шаги 1–3 выполнялись для всех имеющихся изображений. На основании полученных данных определялись оценки чувствительности и специфичности.

Примеры полученных карт патологии приведены на рис. 5, *г–е* в сравнении с исходными изображениями (рис. 5, *а–в*). На рис. 5, *а, г* представлены изображения и карта для области с диагнозом CIN, на рис. 5, *б, д* – аналогичные изображения для диагноза CNI, на рис. 5, *в, е, е* – без патологии. На картах участки, соответствующие диагнозу CIN, показаны черными, диагнозу CNI – белыми, норме – серыми. В случае промежуточных состояний между нормой и CNI участки отображаются градациями яркости, соответствующими вероятности каждого из диагнозов. Для улучшения условий

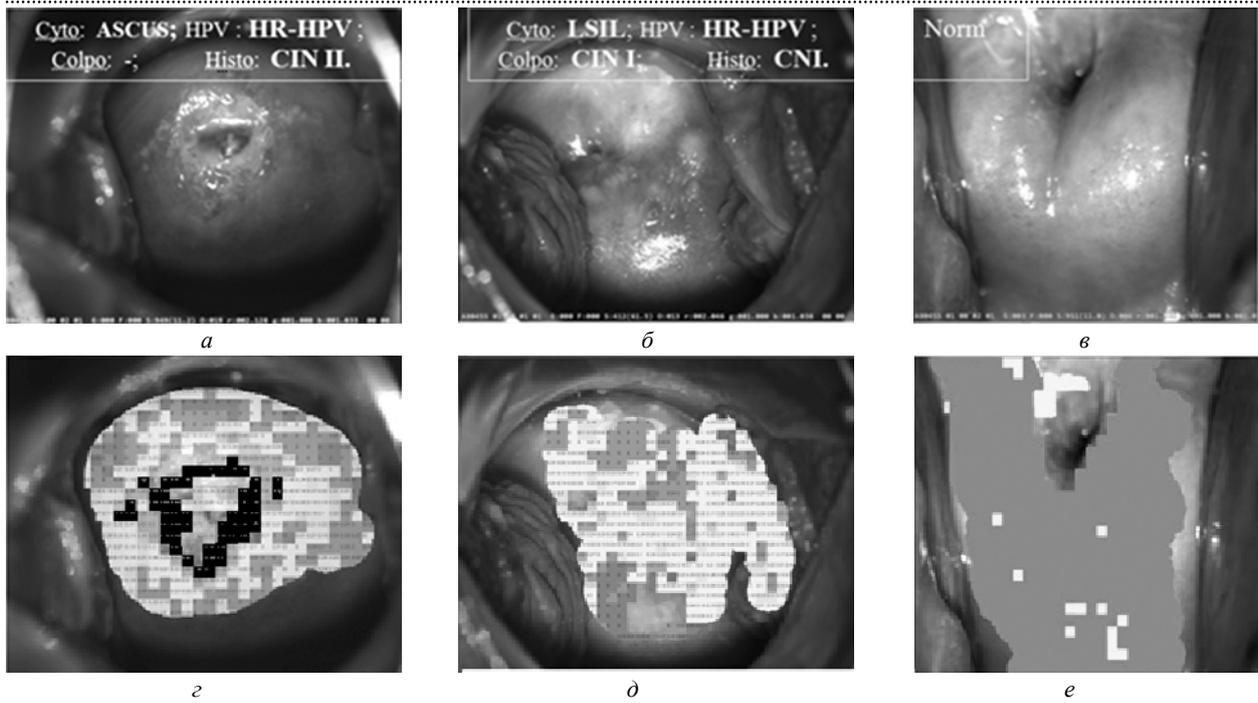


Рис. 5

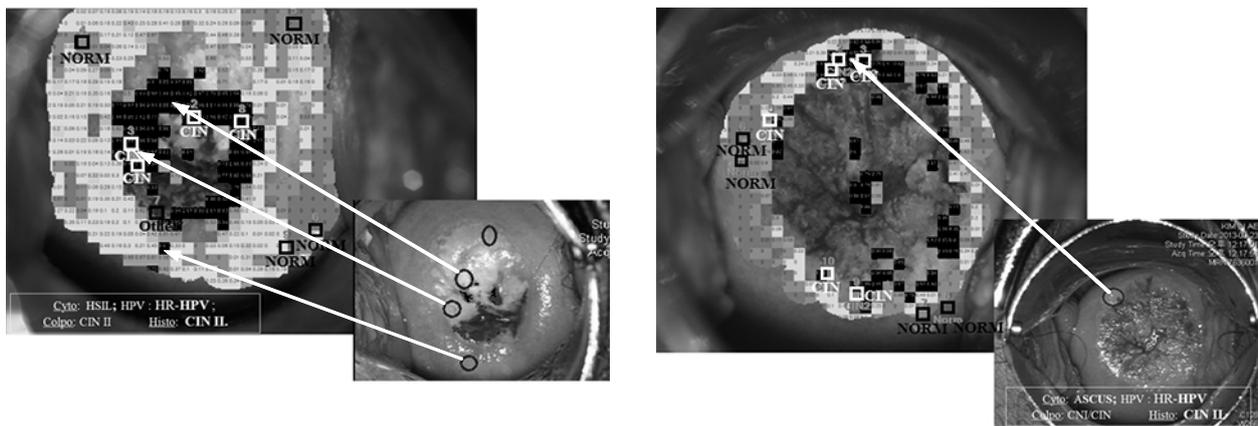


Рис. 6

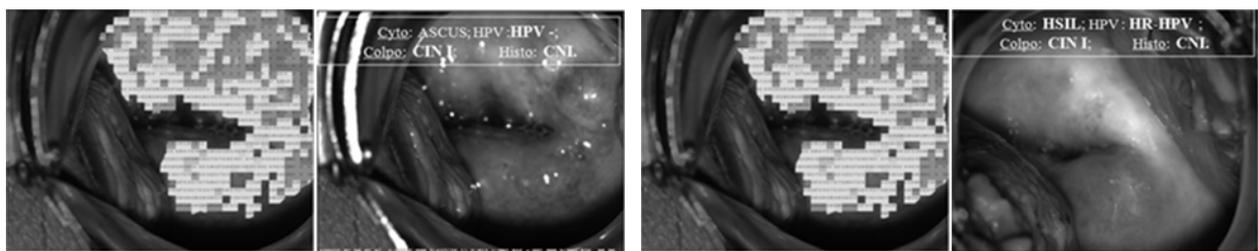


Рис. 7

отображения в комплексе [22] для отображения указанных состояний применяется цветная кодировка диагнозов: участки с диагнозом CIN отображаются красным цветом, с диагнозом CIN I – желтым, в норме – зеленым. Пограничные диагнозы отображаются взвешенной смесью цветов.

Сравнение результатов гистологического и автоматического анализов для двух образцов тканей с диагнозом CIN представлено на рис. 6. Как следует из представленных изображений, автоматический анализ дает результаты, существенно

совпадающие с результатами гистологического анализа (см. стрелки). Аналогичное сравнение для образцов с диагнозом CIN I показано на рис. 7. В этом случае на картах патологии отсутствуют черные области, но имеются белые (диагноз CIN I) и серые (области в норме). Таким образом, для всех распознаваемых диагнозов результаты гистологического и автоматического анализов существенно коррелируют.

Результаты исследований сведены в таблицу, из которой следует, что точность метода на гра-

Результаты анализа карт патологии				Граница Norm+CNI/CIN		
CNI		CIN				
Число карт патологии				Характеристики метода		
Всего	В том числе соответствующих результатам гистологии	Всего	В том числе соответствующих результатам гистологии	Чувствительность	Специфичность	Точность
64	89	54	62	0.87	0.71	0.78

нице CNI/CIN составляет 0.78, т. е. около 80 % сформированных карт являются корректными.

Предложенный метод анализа флуоресцентных изображений, полученных при возбуждающих излучениях с длинами волн 360 и 390 нм, позволяет выявлять состояния тканей шейки матки: норма, CNI, CIN. Для границы CIN/CNI метод обеспечивает чувствительность 85 % и специфичность 78 %. Приведенные в [3], [4] оценки чувствительности и специфичности для врачей с разным опытом находятся в диапазоне от 87 до 96 % и от 34 до 83 % соответственно. Таким образом, описанный метод имеет чувствительность и специфичность, соответствующие аналогичным характеристикам диагностики высококвалифицированного кольпоскописта, и значительно превышает показатели, характерные для врача со средним или незначительным опытом. Полученные результаты и характеристики показывают целесообразность и перспективность практического применения метода анализа флуоресцентных изображений и получаемых с его помощью карт патологии.

Особенностью разработанного метода является получение дифференциальной карты патоло-

гии, в которой для каждой области изображения численно оценено соответствие патологии. Карты включают три основных класса: норма, CNI и CIN. Важнейшее достоинство предложенного метода – возможность различения состояний CIN и CNI, что является наиболее трудной и одновременно наиболее востребованной для медицинской практики задачей.

Авторы настоящей статьи полагают, что повышение чувствительности и специфичности метода может быть достигнуто учетом при построении карт патологии дополнительной информации, полученной при анализе изображений в белом свете. В описанной разработке эти изображения использованы только для выделения цилиндрического эпителия и удаления артефактов, в то время как результат сегментации областей с ацетобелым эффектом, а также результаты текстурного и сосудистого анализа являются безусловно важными для диагностики.

Предполагается, что дальнейшие работы будут направлены на разработку метода, одновременно анализирующего как флуоресцентные изображения, так и изображения в белом свете.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Cancer Facts & Figures 2006 // URL: <http://www.cancer.org/cancer/cervicalcancer/detailedguide/cervical-cancer-key-statistics> (дата посещения 10.12.2015).
2. Cervical cancer incidence and survival in Korea: 1993–2002 / H. H. Chung, M. J. Jang, K. W. Jung et al. // *Int. J. of Gynecological Cancer*. 2006. Vol. 16, № 5. P. 1833–1838.
3. Automated image analysis of digital colposcopy for the detection of cervical neoplasia / S. Y. Park, M. Follen, A. Milbourne et al. // *J. of Biomedical Optics*. 2008. Vol. 13, iss. 1. P. (014029-1)–(014029-10).
4. Colposcopy for the diagnosis of squamous intraepithelial lesions: a meta-analysis / M. F. Mitchell, D. Schottenfeld, G. Tortolero-Luna et al. // *Obstet. Gynecol.* 1998. Vol. 91. P. 626–631.
5. Srinivasan Y., Hernes D., Tulpue B. A Probabilistic Approach to Segmentation and Classification of Neoplasia in Uterine Cervix Images Using Color and Geometric Features // *SPIE Proc.* 2009. Vol. 7259: *Medical Imaging 2009: Image Processing* // URL: <http://spie.org/Publications/Proceedings/Paper/10.1117/12.811210#> (дата посещения 10.12.2015).
6. Xiong J. L., Wang J. Gu. Image Segmentation of the Acetowhite region in Cervix Images Based on Chromaticity // *Proc. of 9 Int. Conf. on Information Technology and Applications in Biomedicine (ITAB 2009)*. Larnaca, Cyprus, Nov. 5–7, 2009. Piscataway: IEEE, 2009. P. 140–144.
7. Huang X., Wang W., Xue Z. Tissue Classification using Cluster Features for Lesion Detection in Digital Cervigrams // *SPIE Proc.* 2008. Vol. 6914. *Medical Imaging 2008: Image Processing* // URL: <http://spie.org/Publications/Proceedings/Paper/10.1117/12.771088> (дата посещения 10.12.2015).
8. Alush A., Greenspan H., Goldberger J. Automated and Interactive Lesion Detection and Segmentation in Uterine Cervix Images // *IEEE Trans. on Medical Imaging*. 2010. Vol. MI-29, № 2. P. 488–501.
9. Alush A., Greenspan H., Goldberger J. Lesion Detection and Segmentation in uterine cervix images using an arc-level MRF // *Proc. of Int. Conf. on Information Technology and Applications in Biomedicine (ISBI 2009)*. Boston, MA, USA, June 28 – July 1, 2009. P. 474–477 URL: <http://www.sciweavers.org/read/lesion-detection-and-seg->

mentation-in-uterine-cervix-images-using-an-arc-level-mrf-61381 (дата посещения 10.12.2015).

10. Content Analysis of Uterine Cervix Images: Initial Steps Towards Content Based Indexing and Retrieval of Cervigrams // S. Gordon, G. Zimmerman, R. Long et al. // SPIE Proc. 2006. Vol. 6144. Medical Imaging 2006: Image Processing. P. 1549–1556.

11. Automated image analysis of digital colposcopy for the detection of cervical neoplasia / S. Park, M. Follen, A. Milbourne et al. // J. Biomed Opt. 2008. Vol. 13, № 1. P. 14–29.

12. Multispectral digital colposcopy for in vivo detection of cervical cancer / J. M. Benavides, S. Chang, S. Y. Park et al. // Optics express. 2003. Vol. 11, № 10. P. 1223–1236.

13. Multispectral digital microscopy for in vivo detection of oral neoplasia in the hamster cheek pouch model of carcinogenesis / S. Y. Park, K. Sokolov, T. Collier et al. // Optics Express. 2005. Vol. 13. P. 749–762.

14. Van Raad V., Bradley A. B. Emerging Technologies, Signal proceeding and statistical methods for screening of cervical cancer in vivo – are they good candidates for cervical screening? // Proc. of IEEE-IEE 2<sup>nd</sup> Int. Conf. on Advances in Medical Signal and Information Processing (MEDSIP'04), Malta, Sept. 5–8, 2004. P. 210–217 // URL: [http://espace.library.uq.edu.au/view/UQ:8932/MEDSIP04\\_VVR\\_APB.pdf](http://espace.library.uq.edu.au/view/UQ:8932/MEDSIP04_VVR_APB.pdf) (дата посещения 10.12.2015).

15. Ji Q., Engel J., Craine E. Texture Analysis for classification of Cervix Lesions // IEEE Trans. on Medical Imaging. 2010. Vol. 19, № 11. P. 1144–1149.

16. Ji Q., Engel J., Craine E. Classifying cervix tissue patterns with texture analysis // Pattern Recognition. 2000. Vol. 33, № 9. P. 1561–1573.

17. Segmentation and Classification of Cervix Lesions by Pattern and Texture Analysis / Bh. Tulpule, Sh. Yang, Y. Srinivasan et al. // Proc. of IEEE Int. Conf. on Fuzzy System. May 22–25, 2005. Reno, NV, USA. Piscataway: IEEE, 2005. P. 173–176.

18. Tulpule B. Color and Texture Analysis of Cervix Lesions: MS in Electrical Engineering Degree Thesis // Texas Tech. University. Lubbock, TX, USA, 2004. 56 p. // [https://www.google.ru/url?sa=t&rct=j&q=&src=s&source=web&cd=1&ved=0ahUKewjvndncyaLKAhVH\\_3IKHTqSA](https://www.google.ru/url?sa=t&rct=j&q=&src=s&source=web&cd=1&ved=0ahUKewjvndncyaLKAhVH_3IKHTqSA)

N. A. Obukhova, A. A. Motyko

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

### Automatic method of colposcopic multi-spectral images analysis for television systems diagnostics of cervical cancer

*Automated method of fluorescence images analysis obtained by excitation radiation with a wavelength of 360 and 390 nm is proposed. The method allows to detect the status of tissues of cervix: normal, chronic nonspecific inflammation (CNI) and cervical intraepithelial neoplasia (CIN), and build differential map pathology. For the border CIN/CNI achieved a sensitivity of 87 % and specificity 71 %. The method includes a specific preprocessing of the original images: combining images taken in different lighting conditions and highlight the area of interest. Features of the method are the use of a combination of features calculated for images of different types, and decision rule for classification based data mining techniques.*

Multi-spectral images processing, multi-spectral images combining, region of interest selection, classification, medical images processing

Статья поступила в редакцию 18 сентября 2015 г.

Q4QFggfMAA&url=https%3A%2F%2Frepositories.tdl.org%2Fttuir%2Fbitstream%2Fhandle%2F2346%2F13541%2F31295019800795.pdf%3Fsequence%3D1&usg=AFQjCNFYL9wqDUi-ovmDIWOMfaf0B9znA&cad=rjt (дата посещения 10.12.2015).

19. Li Wenjing, Poirson A. Detection and Characterization of Abnormal Vascular Patterns in Automated Cervical Image Analysis // URL: [http://www.sti-hawaii.com/docs/ISVC2006/ISVC06\\_225\\_CameraReady.pdf](http://www.sti-hawaii.com/docs/ISVC2006/ISVC06_225_CameraReady.pdf) (дата посещения 10.12.2015).

20. Classification of Cervix Lesions Using Filter Bank-Based Texture Models / Y. Srinivasan, B. Nutter, S. Mitra et al. // Proc. of the 19th IEEE Symp. Computer-Based Medical Systems (CBMS'06). June 22–23, 2006, Salt Lake City, UT, USA. Piscataway: IEEE, 2006. P. 832–840.

21. Gordon S., Zimmerman G., Greenspan H. Image segmentation of Uterine Cervix images for indexing in PACS // Proc. of the 17th IEEE Symp. on Computer-Based Medical Systems (CBMS'04). June 24–25, 2004, Tel Aviv, Israel. Piscataway: IEEE, 2004. P. 298–303.

22. Комплекс для флуоресцентной диагностики и фотодинамической терапии заболеваний шейки матки / Н. А. Обухова, Г. В. Папаян, А. А. Мотыко и др. // Опт. журн. 2015. Т. 82, № 12. С. 47–59.

23. Stone H. S. A Fast Direct Fourier-Based Algorithm for Subpixel Registration of Images // IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing. 2001. Vol. GRS-39, № 10. P. 2235–2242.

24. Das A., Kar A., Bhattacharyya D. Elimination of Specular reflection and Identification of ROI: The First Step in Automated Detection of Uterine Cervical Cancer using Digital Colposcopy // IEEE Int. Conf. on Imaging Systems & Techniques (IST'11). May 17, 2011, Penang, Malaysia. Piscataway: IEEE, 2011. P. 237–241.

25. Breiman L. Random Forests // J. Machine Learning. 2001. Vol. 45, iss. 1. P. 5–32.

26. Meinshausen N. Quantile Regression Forest // J. Machine Learning Research. 2006. Vol. 7, iss. 6. P. 983–999.

27. Han J., Kamber M. Data mining: concepts and techniques. 2<sup>nd</sup> ed. San Francisco: Morgan Kaufmann, Elsevier Science, 2006. 137 p.



УДК 621.391.26

Ю. М. Иншаков, А. Ю. Осадчий  
Санкт-Петербургский государственный электротехнический  
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

## Виртуальная адаптивная антенная решетка с учетом взаимного влияния ее элементов на основе LMS-алгоритма

*Рассмотрена реализация виртуального прибора адаптивной антенной решетки в среде LabVIEW. Диаграмма направленности (ДН) решетки формируется с учетом взаимного влияния ее элементов. Адаптация ДН выполняется на базе LMS-алгоритма адаптивной фильтрации. Для каждого элемента решетки рассчитываются комплексные весовые коэффициенты, обеспечивающие формирование основного лепестка ДН в направлении источника полезного сигнала и формирование провалов ДН в направлениях источников помех. Информация о направлениях на источники полезного сигнала и помех априорно отсутствует.*

**Виртуальный прибор, адаптивная антенная решетка, одиночный вибратор, диаграмма направленности антенной решетки, электрическое поле решетки, LMS-алгоритм адаптивной фильтрации, комплексные весовые коэффициенты, взаимное влияние элементов антенной решетки**

В настоящее время адаптивные антенные решетки (ААР) находят широкое применение в различных областях техники. Среди них можно выделить одночастотные сети цифровой связи, одной из проблем которых является работа не связанных друг с другом базовых станций и терминалов в одном диапазоне частот, что порождает взаимные помехи. Использование ААР позволяет подавлять мешающие сигналы, приходящие с различных направлений [1]–[3]. Подавление осуществляется автоматической подстройкой диаграммы направленности (ДН) ААР при воздействии сигналов помех, априорная информация о направлении на которые отсутствует. Использование таких решеток позволяет увеличивать соотношение "сигнал/помеха".

В настоящее время широко используются ААР с электронным сканированием луча. Такие антенны применяются в различных системах управления, например, в системах управления полетами самолетов на больших аэродромах [4]. Другим примером применения ААР являются системы радиолокации, в которых необходимо достаточно быстро формировать узкий луч ДН в направлении воздействия сигналов помех [4].

Наряду с этим активно ведутся разработки новых методов проектирования ААР, а также новых алгоритмов адаптивной фильтрации и более

совершенных оценок эффективности работы антенных решеток (АР). ААР проектируются с использованием математических расчетов, компьютерного моделирования и экспериментальных исследований. Поэтому важно реализовать математическую модель ААР, по возможности максимально приближенную к реальной ситуации.

Целью настоящей статьи является реализация в среде LabVIEW виртуального прибора ААР с учетом взаимного влияния ее элементов на основе LMS-алгоритма адаптивной фильтрации, основанного на поиске минимума целевой функции по критерию минимума среднего квадрата ошибки [5].

Структурная схема ААР представлена на рис. 1. Входные комплексные сигналы  $x(t) = \{x_n(t)\}$ ,  $n = \overline{1, N}$ , от всех вибраторов АР поступают на сигнальный процессор и приборы комплексных весовых коэффициентов  $w = \{w_n\}$ , значения которых регулируются устройством реализации алгоритма управления. Выходной сигнал ДН АР  $y(t)$  вычитается из опорного сигнала  $d(t)$  и разностный сигнал  $e(t) = y(t) - d(t)$  подается на сигнальный процессор. Сигнальный процессор управляет значениями комплексных весовых коэффициентов, т. е. значениями амплитуд и фаз вы-

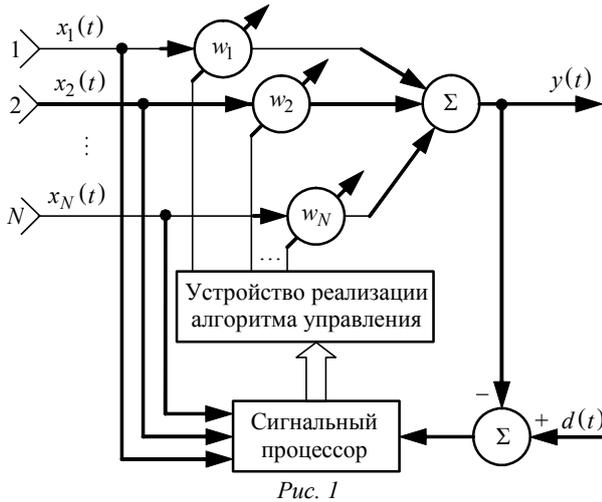


Рис. 1

ходных сигналов АР, что дает возможность управлять формой ДН ААР. При реализации алгоритма управления принято условие, что полезный сигнал  $s(t)$ , поступающий на элементы АР, известен и его форма определяет опорный сигнал  $d(t)$ .

Для подавления сигналов помех за счет формы ДН необходимо устанавливать значения комплексных весовых коэффициентов согласно определенному адаптивному алгоритму. В настоящей статье в качестве адаптивного алгоритма выбран LMS-алгоритм в комплексной форме [5], поскольку его простота позволила сконцентрировать внимание на оценке эффекта взаимного влияния элементов антенной решетки друг на друга.

LMS-алгоритм – один из наиболее распространенных адаптивных алгоритмов, основанных на поиске минимума целевой функции по критерию минимума среднего квадрата ошибки методом наискорейшего спуска. Метод наискорейшего спуска предполагает обновление комплексных весовых коэффициентов по следующей формуле:

$$w_n(m+1) = w_n(m) - (\mu/2) \nabla_w \overline{e^2(m)}, \quad (1)$$

где  $w_n(m+1)$ ,  $w_n(m)$ ,  $n = \overline{1, N}$  – комплексные весовые коэффициенты в моменты  $(m+1)$  и  $m$  внутреннего дискретного времени алгоритма соответственно;  $\mu$  – положительный коэффициент, называемый размером шага;  $\nabla_w \overline{e^2(m)}$  – градиент среднего квадрата ошибки сигнала  $e(m)$ .

При этом предполагается, что полезный сигнал  $s(t)$ , поступающий на элементы АР, известен и определяет форму опорного сигнала  $d(t)$ . На практике это предположение никогда строго не выполняется из-за того, что полезный сигнал в системе связи не может быть известен априорно (если он служит для передачи информации) и считается не-

известным в некотором смысле. Тем не менее, обычно имеется достаточная информация о полезном сигнале и приближенно соответствующий ему опорный сигнал  $\dot{d}(m)$  может быть получен в результате некоторой обработки выходного сигнала АР.

Сигнал среднего квадрата ошибки, поступающий на сигнальный процессор, вычисляется следующим образом:

$$\begin{aligned} e^2(m) &= [d(m) - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(m)]^2 = \\ &= d^2(m) - 2d(m) \mathbf{w}^H \mathbf{x}(m) + [\mathbf{w}^H \mathbf{x}(m)]^2 = \\ &= d^2(m) - 2d(m) \mathbf{w}^H \mathbf{x}(m) + \\ &\quad + \mathbf{w}^H \mathbf{x}(m) \mathbf{x}^H(m) \mathbf{w}, \end{aligned}$$

где "H" – символ эрмитового сопряжения.

Для определения комплексных весовых коэффициентов непосредственно по (1) необходима выборка значений выходного сигнала большого объема (для выполнения усреднения квадрата ошибки). При этом тратится большое время для обработки сигнала ошибки (т. е. для адаптации АР). Поэтому целесообразно выполнять приближенную оценку градиента среднего квадрата ошибки  $\nabla_w \overline{e^2(k)}$ , при которой текущее значение этого сигнала заменяется усредненным значением [5]. Тогда:

$$\begin{aligned} \nabla_w \overline{e^2(m)} &= 2x(m) \mathbf{x}^H(m) \mathbf{w}(m) - 2d(m) \mathbf{x}(m) = \\ &= -2\mathbf{x}(m) [2d(m) - \mathbf{x}^H(m) \mathbf{w}(m)] = -2\mathbf{x}(m) e(m). \end{aligned}$$

С учетом последнего выражения и (1) алгоритм обновления комплексных весовых коэффициентов может быть представлен в виде следующих формул:

$$e(m) = d(m) - y(m); \quad (2)$$

$$\mathbf{w}(m+1) = \mathbf{w}(m) + \mu \mathbf{x}(m) e(m), \quad (3)$$

где начальные значения всех коэффициентов  $w_n(0)$  принимаются единичными.

Для нахождения выходного сигнала АР  $y(t)$  и вектора выходных сигналов вибраторов  $\mathbf{x}(m)$  необходимо математически описать распространение электромагнитной волны по раскрытию АР. Большинство современных исследований в области ААР при описании физики распространения электромагнитной волны по раскрытию решетки используют теорию, основанную на том, что элементы решетки между собой не взаимодействуют. Эта теория широко известна как теорема перемножения [6]. Широкое использование данной теоремы объясняется простотой ее понимания и

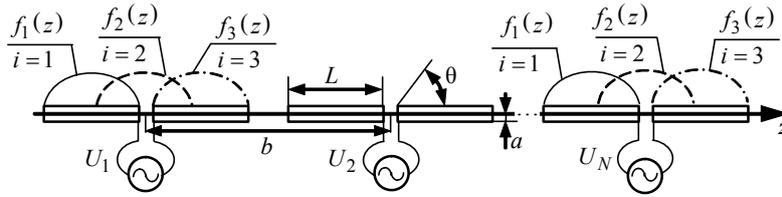


Рис. 2

логичностью формулировки, согласно которой ДН АР может быть найдена следующим образом [7]:

$$F_{AP}(\theta) = F_c(\theta, N, b, k)F(\theta),$$

где  $F_c(\theta, N, b, k)$  – системный множитель, учитывающий разности хода волны, принимаемой различными элементами АР;  $\theta$  – направление наблюдения;  $b$  – шаг расположения вибраторов;  $k$  – волновое число;  $F(\theta)$  – ДН единичного элемента АР. Однако предположение о том, что элементы АР между собой не взаимодействуют, справедливо лишь в первом приближении. На практике эти элементы обычно располагаются достаточно близко друг к другу (расстояния между ними составляет десятые доли длины волны) во избежание возникновения интерференционных максимумов [7]. При этом токи, наводимые в одном элементе АР, неизбежно создают поля, которые действуют на другие ее элементы. Тем самым проявляется эффект взаимного влияния элементов АР. В настоящей статье реализован виртуальный прибор в системе LabVIEW, в основу которого положена математическая модель ААР с учетом взаимного влияния ее элементов. С помощью этого виртуального прибора установлено, что эффект взаимного влияния существенно сказывается на работе ААР, особенно на формировании провалов ДН в направлении на сигналы помех.

Учет взаимного влияния элементов в математической модели ААР реализован с помощью решения системы интегральных уравнений Поклингтона методом Галеркина [6]. При выводе системы уравнений Поклингтона использовалась АР в виде коллинеарного расположения симметричных вибраторов (рис. 2) и предполагалось, что проводимость материала вибраторов стремится к бесконечности, а радиус вибраторов много меньше длины их плеча. Составленная система уравнений решалась численным методом моментов (частный случай которого называется методом Галеркина), при этом искомой функцией являлось токовое распределение  $I_n(z)$  вдоль оси каждого  $i$ -го вибратора. Каждое токовое распределение раскладывалось по базису в виде трех кусочно-

синусоидальных функций (рис. 2), умноженных на соответствующие коэффициенты, которые и ищутся в процессе решения системы уравнений с помощью метода Галеркина.

Решение систем уравнений Поклингтона для нахождения токового распределения на вибраторах – элементах АР рассмотрено в [6], где токовое распределение для каждого элемента представлено суммой произведения трех коэффициентов на три базисные функции<sup>1</sup>:

$$I_n(z) = \sum_{i=1}^3 I_{n,i} f_i(z - nb). \quad (4)$$

В результате решения системы уравнений необходимо определить базисные коэффициенты  $I_{n,i}$ .

В выражении (4) в качестве базисных функций  $f_i(z)$  выбраны кусочно-синусоидальные функции вида

$$\begin{cases} f_2(z) = \begin{cases} \frac{\sin k(0.5L - |z|)}{\sin(0.5kL)}, & |z| \leq 0.5L; \\ 0, & |z| > 0.5L; \end{cases} \\ f_1(z) = f_2(z + 0.5L); \\ f_3(z) = f_2(z - 0.5L). \end{cases} \quad (5)$$

АР, состоящая из  $N$  вибраторов, с учетом взаимного влияния описывается  $3N$  базисными коэффициентами и функциями (5). Базисные коэффициенты определяются в результате решения системы  $3N$  уравнений:

$$\begin{cases} 0 = I_{1,1}Z_{1,1} + I_{1,2}Z_{1,2} + \dots + I_{N,3}Z_{1,3N}; \\ U_1 = I_{1,1}Z_{2,1} + I_{1,2}Z_{2,2} + \dots + I_{N,3}Z_{2,3N}; \\ 0 = I_{1,1}Z_{3,1} + I_{1,2}Z_{3,2} + \dots + I_{N,3}Z_{3,3N}; \\ \dots \\ 0 = I_{1,1}Z_{3N-2,1} + I_{1,2}Z_{3N-2,2} + \dots + \\ + I_{N,3}Z_{3N-2,3N}; \\ U_N = I_{1,1}Z_{3N-1,1} + I_{1,2}Z_{3N-1,2} + \dots + \\ + I_{N,3}Z_{3N-1,3N}; \\ 0 = I_{1,1}Z_{3N,1} + I_{1,2}Z_{3N,2} + \dots + \\ + I_{N,3}Z_{3N,3N}. \end{cases} \quad (6)$$

<sup>1</sup> Набор базисных функций одинаков для всех вибраторов. Принадлежность функций конкретному вибратору определяется значениями их аргументов.

В левой части каждого уравнения системы (6) записано стороннее поле, создаваемое между плечами вибратора источником, спроецированное на каждую из  $3N$  базисных функций (поэтому количество уравнений равно  $3N$ ). Поскольку генерирующие источники подключены между плечами вибраторов, проекции поля имеют ненулевые значения только для базисной функции с  $i = 2$ . В правой части этих уравнений записаны выражения для электрических полей, создаваемых вибраторами за счет наводимых в них токов, также спроецированных на каждую из базисных функций. Так как токовое распределение на каждом вибраторе антенной решетки представлено в виде произведения трех базисных коэффициентов  $I_{n,i}$  на три базисные функции (4), в правой части каждого уравнения системы записано  $3N$  слагаемых.

Все вибраторы антенны запитываются от общего источника сигнала. Распределение энергии между вибраторами обеспечивается системой комплексных коэффициентов  $w_n$ . Положив, без нарушения общности, энергию первичного источника равной 1, получим:

$$U_n = w_n. \quad (7)$$

В системе (6)  $Z_{i,p}$  представляют собой взаимные импедансы и могут быть определены по формуле [8]:

$$Z_{[3n-(3-i)], p} = \int_{-L}^L f_{n,i}(z) E_{z_{n,p}}(z) dz, \quad (8)$$

где [6]

$$E_{z_{n,p}}(z) = -\frac{30j}{\sin(kL)} \left[ \frac{e^{-jkR_{1n,p}}(z)}{R_{1n,p}} + \frac{e^{-jkR_{2n,p}}(z)}{R_{2n,p}} - 2 \cos(kL) \frac{e^{-jkR_{0n,p}}(z)}{R_{0n,p}} \right]; \quad (9)$$

причем

$$R_{0n,p}(z) = \sqrt{(z - |n - \lfloor p/3 \rfloor| b)^2 + a^2};$$

$$R_{1n,p}(z) = \sqrt{(z - |n - \lfloor p/3 \rfloor| b + L)^2 + a^2};$$

$$R_{2n,p}(z) = \sqrt{(z - |n - \lfloor p/3 \rfloor| b - L)^2 + a^2},$$

причем " $\lfloor \cdot \rfloor$ " – символ взятия целой части, не превосходящей аргумента;  $a$  – радиус вибратора.

Выражение (9) описывает поле  $n$ -го вибратора в цилиндрической системе координат, начало ко-

торой расположено в центре  $j$ -го вибратора. Это поле, как следует из (8), проецируется на базисные функции.

Рассмотрим свойства матрицы взаимных импедансов  $Z$ , определяемые выражением (9). Во-первых, эта матрица симметрична:

$$Z_{q,p} = Z_{p,q}, \quad (10)$$

поскольку выражение (9) инвариантно к перемене местами индексов  $i$  и  $j$  (их разница в этом выражении находится под знаком модуля). Во-вторых, из (9) следует периодичность  $E_{z_{n,p}}(z)$  с шагом 1 по переменной  $n$  и с шагом 3 по переменной  $p$ :

$$Z_{q,p} = Z_{(q-3), (p-3)}, \quad \forall q, p \geq 4. \quad (11)$$

Выражения (4)–(9) положены в основу алгоритма описания математической модели ААР. Поскольку выражения (5)–(9) не зависят от комплексных весовых коэффициентов, значения которых изменяются в процессе адаптации, их вычисления выполняются перед началом процесса адаптации, а затем уже найденные значения взаимных импедансов  $Z_{q,p}$  используются при нахождении базисных коэффициентов  $I_{n,i}$  путем решения (6). Система (6) решается в начале каждой итерации LMS-алгоритма. Таким образом, при нахождении выходного сигнала АР учитывается эффект взаимного влияния элементов друг на друга, что и позволяет оценить степень воздействия этого эффекта на работу ААР.

Алгоритм математической модели ААР заключается в следующем. Первоначально по заданным параметрам АР (межэлементному расстоянию, длине  $L$ , радиусу вибраторов, их количеству и т. д.) рассчитываются взаимные импедансы по (5), (8)–(11). Затем задаются единичные начальные значения комплексных весовых коэффициентов. Далее по (7) и найденным значениям взаимных импедансов решается система алгебраических уравнений (6), что позволяет найти токовое распределение на каждом из вибраторов АР с учетом взаимного влияния элементов. Затем находится ДН АР и вычисляется текущий отсчет выходного сигнала антенной решетки  $y(m)$  и отсчеты выходных сигналов  $x(m)$  каждого вибратора в отдельности. По найденным значениям параметров  $y(m)$  и  $x(m)$  вычисляются новые значения комплексных весовых коэффициентов  $w(m+1)$  [см. (2) и (3)]. Затем по (7) с новыми комплексными весовыми коэффициентами и

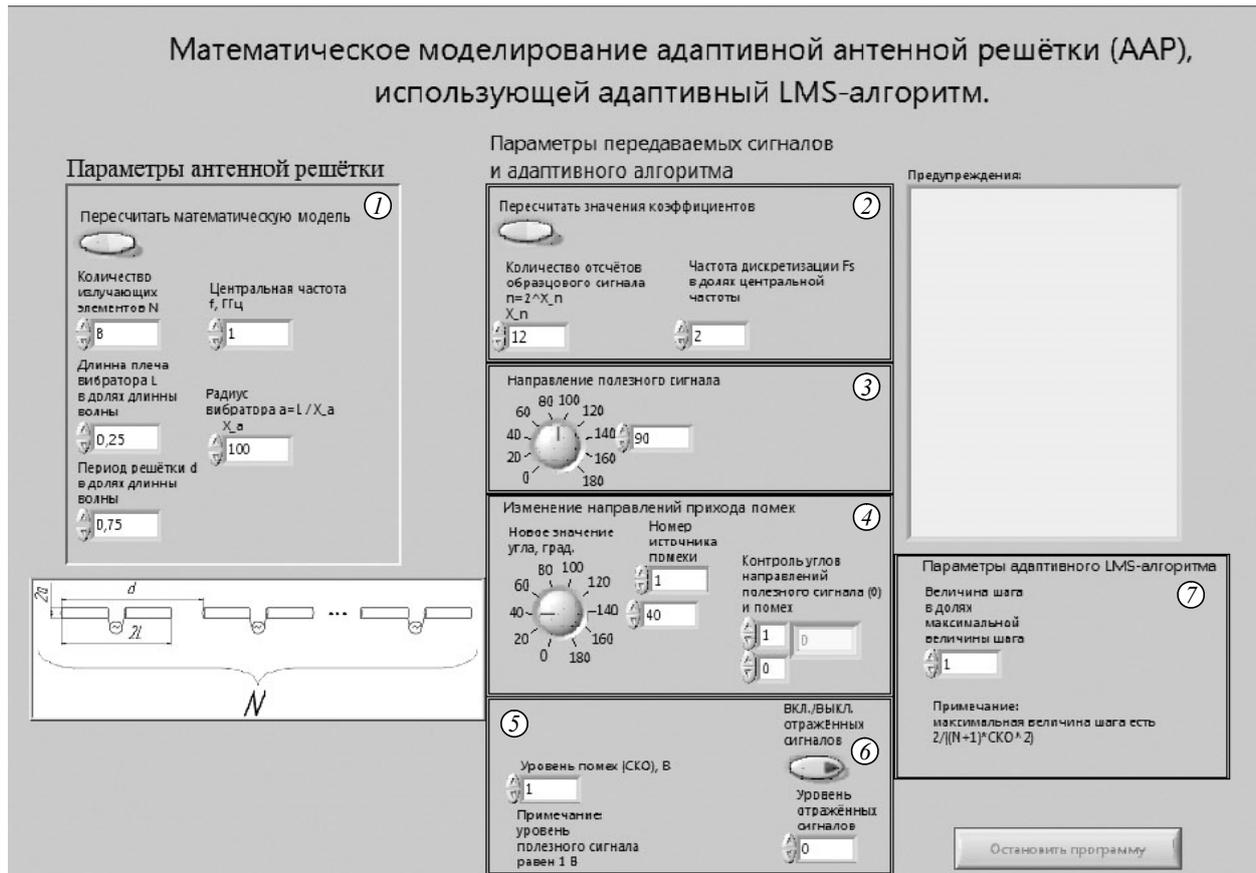


Рис. 3

найденными значениями взаимных импедансов решается система уравнений (6). Таким образом, организуется итерационный цикл нахождения базисных функций (4).

На основании описанного алгоритма в среде программирования LabVIEW реализован виртуальный прибор, позволяющий в интерактивном режиме исследовать описанную математическую модель AAP с учетом взаимного влияния ее элементов. Виртуальный прибор представляет собой блок-диаграмму и лицевую панель. Блок-диаграмма является программным кодом виртуального прибора, в котором в необходимой последовательности совершаются определенные действия: необходимые вычисления, формирование сигналов, реализация алгоритма адаптации, вывод результатов в виде осциллограмм и индикации числовых данных.

Лицевая панель виртуального прибора (рис. 3) представляет собой интерфейс, осуществляющий связь между пользователем и программным кодом. Интерфейс лицевой панели можно разделить на две части: ввода и вывода. Интерфейс ввода позволяет пользователю выбрать основные параметры исследуемой модели решетки. В частности, предлагается выбрать параметры решетки (1 – рис. 3): число ее элементов, межэлементное расстояние,

длину плеча и радиус вибратора, а также рабочую частоту, на которой рассчитывается AP. Пользователю предлагается выбрать параметры посылаемого опорного сигнала: количество отсчетов и частоту дискретизации (2 – рис. 3). Также возможно ввести дополнительные параметры: направление полезного сигнала  $\theta$  (3 – рис. 3), направление на источники помех  $\theta_n$  (4 – рис. 3), уровни помех относительно полезного сигнала (5 – рис. 3). Кроме того можно учитывать влияние многолучевого распространения и регулировать уровень отраженных сигналов (6 – рис. 3). Помимо этого имеется возможность регулировать параметры используемого алгоритма адаптивной фильтрации: например, для LMS-алгоритма таким параметром является шаг алгоритма  $\mu$  (7 – рис. 3).

На лицевой панели интерфейса вывода (рис. 4) имеются четыре экрана виртуальных осциллографов, на осциллограммах которых представляются результаты вычислений математической модели AP: текущая форма ДН (1 – рис. 4), сигнал ошибки (2 – рис. 4), значения модулей (3 – рис. 4) и фаз комплексных (4 – рис. 4) весовых коэффициентов. На трех экранах виртуальных осциллографов установлены курсоры для подробного изучения исследуемых характеристик. Координаты поло-

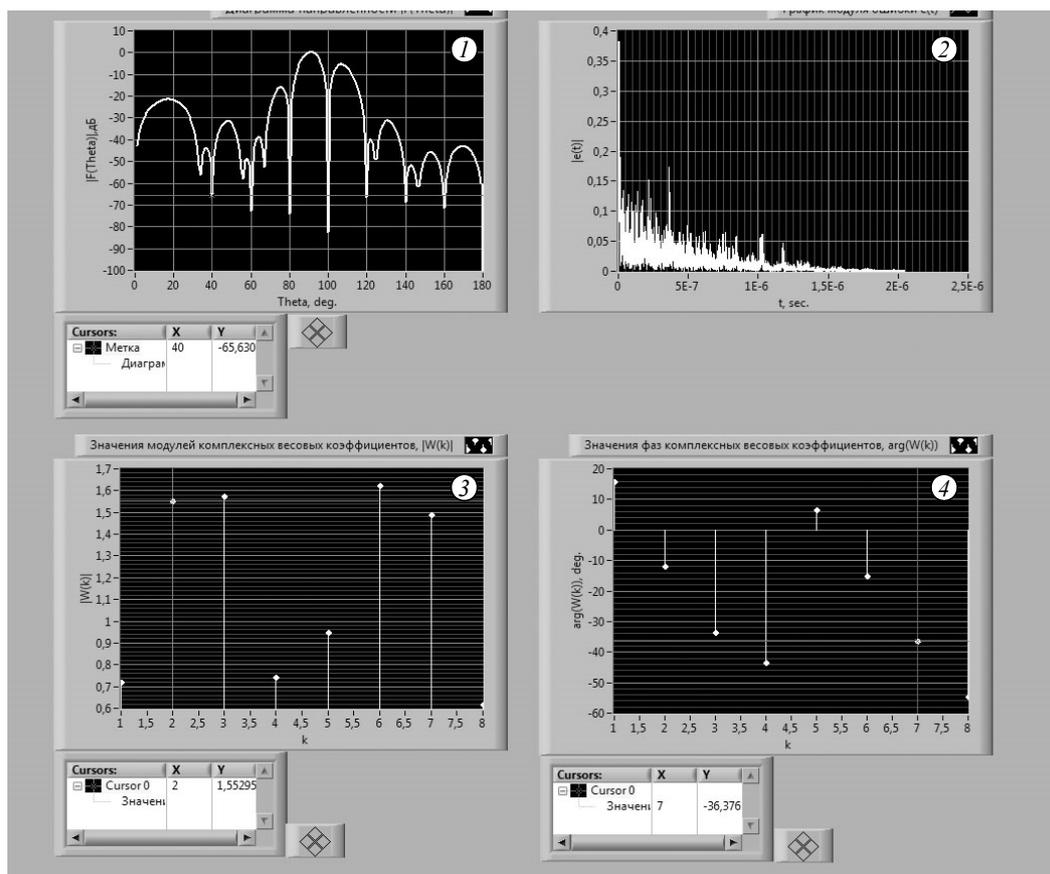


Рис. 4

жения курсоров указываются на соответствующих индикаторах лицевой панели.

Для оценки воздействия эффектов взаимного влияния элементов ААР была промоделирована с помощью двух математических моделей. Первая модель была реализована с учетом эффектов взаимного влияния, когда для нахождения ДН использовалось решение системы уравнений Поклингтона, а вторая – без учета этих эффектов, когда для нахождения ДН использовалась теорема перемножения.

В таблице представлены результаты исследований ДН, полученных в ходе моделирования адаптивных решеток с восемью вибраторами, на которые воздействовали полезный сигнал с угловым направлением  $\theta = 90^\circ$  и сигналы помех с направлений, указанных в таблице.

В первом варианте исследований в качестве

№ варианта	Математическая модель	$\theta_n, \dots^\circ$						
		40	60	80	100	120	140	160
		$F_{AP}, \text{ дБ}$						
1	Без учета влияния	-63	-64	-64	-60	-58	-60	-56
	С учетом влияния	-49	-48	-47	-44	-48	-52	-52
2	Без учета влияния	-63	-60	-58	-72	-65	-63	-61
	С учетом влияния	-52	-60	-56	-54	-59	-48	-55
3	Без учета влияния	-46	-40	-47	-53	-44	-42	-39
	С учетом влияния	-42	-41	-45	-48	-47	-39	-39

сигнала помех использовался аддитивный "белый" гауссовский шум, модулированный гармоническим сигналом в виде комплексной экспоненты с частотой, на которую рассчитывалась АР. Из таблицы видно, что математическая модель ААР без учета взаимного влияния указывает на большее подавление сигнала помех, чем модель, рассчитанная с учетом взаимного влияния. ДН, соответствующие рассматриваемому варианту исследований адаптивной решетки, показаны на рис. 5. На ДН, полученной с помощью математической модели без учета взаимного влияния элементов (штриховая линия), подавление сигналов помех в направлениях их действия значительно больше, чем при ДН, рассчитанной с помощью

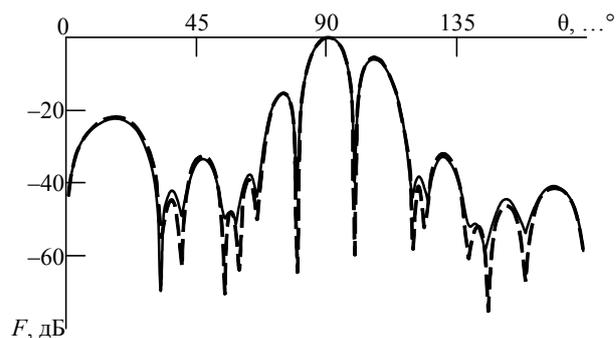


Рис. 5

математической модели с учетом взаимного влияния элементов (сплошная линия).

Во втором варианте исследований в качестве сигнала помехи использовался полезный сигнал с различными начальными фазами, которые выбирались по случайному закону с равномерным распределением. Такой сигнал помехи возникает в результате многолучевого распространения, например, на местности с плотной застройкой зданий. Третий вариант исследований проводился с сигналом помехи в виде суммы "белого" гауссовского шума и отраженного полезного сигнала. В последних двух вариантах исследований уровень подавления сигналов помех оказался приблизительно одинаковым.

Результаты проведенных исследований позволяют сделать вывод, что наибольшее различие в уровнях подавления сигналов помех наблюдается в случае, когда на вход ААР вместе с полезным сигналом поступает некоррелированный с ним сигнал помех (в исследовании – аддитивный "белый" гауссовский шум).

В заключение можно отметить, что эффекты взаимного влияния элементов ААР оказывают существенное воздействие на форму ее ДН, а именно на уровень подавления сигналов помех. Из этого можно заключить, что при разработке новых алгоритмов адаптации для ААР следует учитывать эффекты, связанные с проявлением взаимного влияния их элементов.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вендик О. Г., Калинин С. А., Козлов Д.С. Фазированная антенная решетка с управляемой формой диаграммы направленности // Журн. техн. физики. 2013. Т. 83, вып. 10. С. 117–121.

2. Optimizing Satellite Communications With Adaptive and Phased Array Antennas / M. A. Ingram, R. R. Romanofsky, R. Q. Lee et al. // URL: <https://esto.nasa.gov/2012test/conferences/estc2004/papers/a9p4.pdf> (дата обращения 31.12.015).

3. Джиган В. И., Плетнева И. Д. Линейно-ограниченный нормализованный алгоритм по критерию наименьшего среднеквадратического отклонения для цифровой адаптивной антенной решетки // Информационные технологии. 2008. Т. 10. С. 68–74.

4. Веди́к О. Г. Фазированная антенная решетка – глаза радиотехнической системы // Соросовский образовательный журн. 1997. № 2. С. 115–120.

5. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие. 3-е изд. СПб.: Питер, 2011. 768 с.

6. Сугак М. И. Основы автоматизированного проектирования антенн: конспект лекций дисциплины: для магистров по направлению 210400 "Радиотехника": учеб. электронное изд. 66 с. // URL: [www.tor.eltech.ru](http://www.tor.eltech.ru)

7. Хансен Р. С. Фазированные антенные решетки / пер. с англ.; под ред. А. И. Силани. М.: Техносфера, 2012. 66 с.

8. Марков Г. Т., Сазонов Д. М. Антенны: учеб. для студентов радиотехнических специальностей вузов. М.: Энергия, 1975. 528 с.

Yu. M. Inshakov, A. Yu. Osadchy  
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

### Virtual adaptive antenna array mutual of the influence of its components on the basis of the LMS-algorithm

*Discusses the implementation of virtual instrument with what adaptive antenna array can be explored. Mathematical model, used in virtual instrument, take into account the mutual influence of array elements. Adaptive process is based on LMS-algorithm for each element of the array complex weight coefficients are calculated, which provide the formation of the main lobe of the radiation pattern (RP) in direction to the source of the desired signal and the formation of minimum in the RP to sources of uncorrelated noise.*

Virtual instrument, adaptive antenna array, single dipole, radiation pattern of the antenna array, LMS-algorithm for adaptive antenna array, weight complex coefficients, Poklington equation, mutual influence between antenna array elements

Статья поступила в редакцию 9 сентября 2015 г.

---

УДК 621.371.3

А. Д. Григорьев  
 Санкт-Петербургский государственный электротехнический  
 университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)  
 В. В. Мещеряков, С. Н. Семенов  
 ООО "Apstec Labs" (Санкт-Петербург)

## Исследование эффекта изменения поляризации микроволнового излучения скрытыми объектами на теле человека

*Рассмотрена возможность идентификации скрытых металлических объектов на теле человека по изменению плоскости поляризации микроволнового излучения, отраженного от ребер и вершин объекта. Сформулировано матричное уравнение для амплитуд основной и кроссполяризации. Приведены результаты измерений на специальной установке. Показано, что амплитуда кроссполяризации отраженного сигнала может служить для индикации скрытых металлических объектов.*

### Микроволны, деполяризационный эффект, досмотровые системы

В современном мире проблемам безопасности людей и технических объектов уделяется все большее внимание. В связи с этим были разработаны и успешно эксплуатируются различные досмотровые системы (ДС), позволяющие обнаруживать скрытые опасные объекты. К сожалению, большинство этих ДС не имеет возможности осуществлять дистанционный скрытый досмотр, позволяющий заблаговременно обнаружить и локализовать опасный объект на теле человека или в его багаже. Поэтому разрабатываются новые методы обнаружения опасных объектов на теле человека.

Одним из перспективных направлений таких разработок являются многопозиционные микроволновые досмотровые системы (ММДС), формирующие изображение объекта с помощью волновых электромагнитных полей [1]. Такие системы состоят из приемного модуля 1 и решетки передающих модулей 2 (рис. 1)<sup>1</sup>. Предназначенные для поиска взрывчатых веществ, они не могут уверенно обнаруживать скрытые металлические объекты на теле человека, поскольку в микроволновом диапазоне отражающая способность его тела близка к отражающей способности металла. Это приводит к сильной зависимости вероятности обнаружения от формы объекта, его положения и разрешающей способности ММДС.

Один из путей решения указанной проблемы состоит в использовании эффекта деполяризации –

изменения поляризации электромагнитной волны, рассеянной острыми ребрами и вершинами металлического предмета. Регистрируя эти изменения, можно существенно повышать вероятность обнаружения скрытых металлических объектов на теле человека [2]. Однако для создания эффективных алгоритмов обнаружения требуется определить величину данного эффекта в различных условиях. Эта задача является первостепенной для дальнейшего усовершенствования ММДС.

Различные модели теории рассеяния для исследования поляризационной структуры отраженного излучения описаны в [3], [4]. Так, в методе краевых волн [3] рассматривается модель, пред-

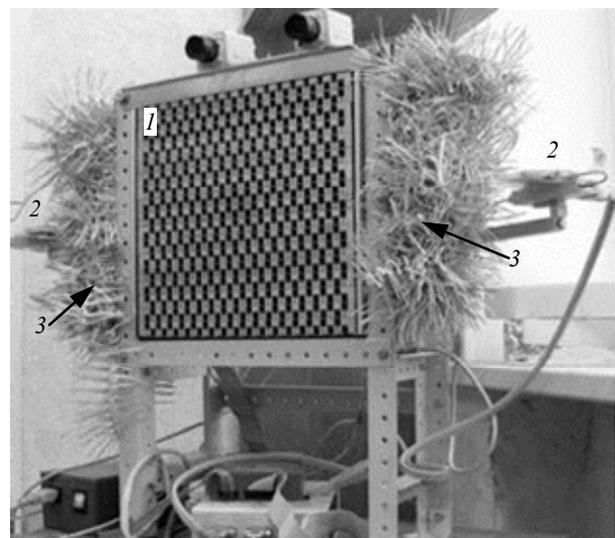


Рис. 1

<sup>1</sup> Ленточный материал по бокам решетки предназначен для уменьшения уровня прямой засветки двух боковых приемников 3.

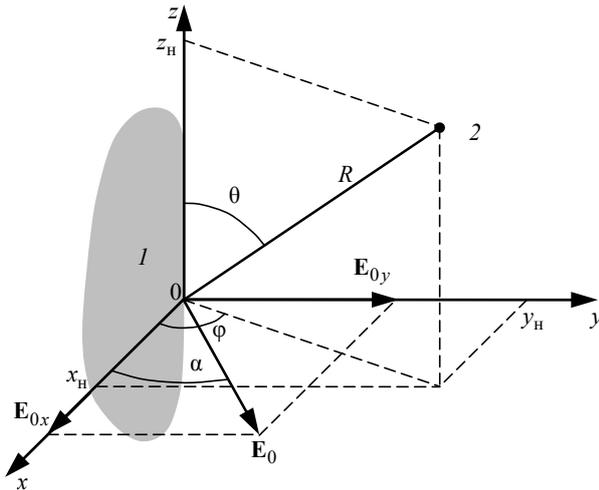


Рис. 2

ставленная на рис. 2, где 1 – облучаемый объект, 2 – точка наблюдения;  $R$ ,  $\theta$ ,  $\varphi$  – сферические координаты точки наблюдения;  $x_n = R \sin \theta \cos \varphi$ ;  $y_n = R \sin \theta \sin \varphi$ ;  $z_n = R \cos \theta$  – прямоугольные координаты этой точки, причем начало системы координат лежит вблизи тела и  $R \gg a$  ( $a$  – характерный размер отражающего тела). Модель описывается следующими выражениями для электрического поля отраженной волны в дальней зоне:

$$\begin{cases} E_\varphi = (ia/2) [E_{0x} \bar{\Sigma}_1(\gamma, \theta, \varphi) + \\ \quad + E_{0y} \Sigma_1(\gamma, \theta, \varphi)] (e^{-ikR}/R); \\ E_\theta = (ia/2) [E_{0x} \bar{\Sigma}_2(\gamma, \theta, \varphi) + \\ \quad + E_{0y} \Sigma_2(\gamma, \theta, \varphi)] (e^{-ikR}/R), \end{cases} \quad (1)$$

где  $E_\varphi$ ,  $E_\theta$  – проекции напряженности электрического поля рассеянной телом волны;  $E_{0x} = E_0 \cos \alpha$  и  $E_{0y} = E_0 \sin \alpha$  – проекции вектора  $\mathbf{E}_0$  падающей волны, лежащие в плоскости  $xOy$ ;  $\bar{\Sigma}_{1,2}(\gamma, \theta, \varphi)$  и  $\Sigma_{1,2}(\gamma, \theta, \varphi)$  – неизвестные угловые функции;  $\gamma = \pi - \theta$  – угол между нормалью к фронту волны и осью  $z$ .

Аналитическое решение дифракционной задачи для объектов сложной формы невозможно, поэтому для решения поставленной задачи целесообразно использовать программные пакеты электромагнитного моделирования [2]. Результаты, полученные при моделировании, требуют экспериментального подтверждения.

Для выполнения подтверждающего эксперимента была собрана измерительная установка, функциональная схема которой представлена на рис. 3. Установка состоит из векторного анализатора цепей

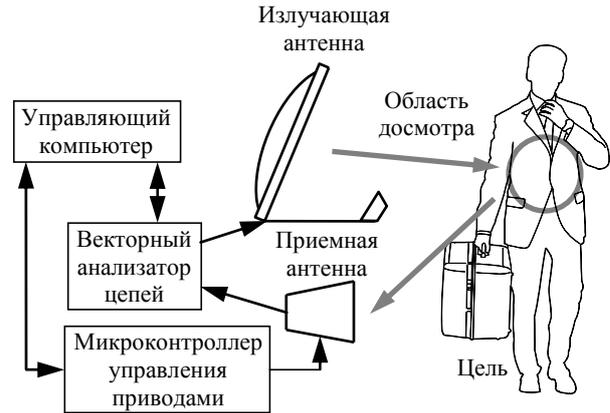


Рис. 3

стенде (рис. 4), фокусирующей излучение в область досмотра, приемной антенны с необходимыми приводами вращения, микроконтроллеров управления с блоками питания и персонального компьютера. Для минимизации влияния внешних факторов на эксперимент стены помещения и элементы конструкции закрыты материалом, поглощающим электромагнитное излучение.

Измерения проводились в диапазоне частот 8...12 ГГц, цель облучалась линейно-поляризованной волной, а прием сигнала осуществлялся в двух ортогональных поляризациях. Для излучающей антенны измерялось распределение поля в двух ортогональных поляризациях на плоскости, перпендикулярной оптической оси и находящейся в месте расположения предполагаемой цели. Система линейных перемещений обеспечивала измерения в области с размерами  $20 \times 20 \text{ см}^2$  с шагом в 2 см.

На рис. 5 показаны изолинии мощности рас-

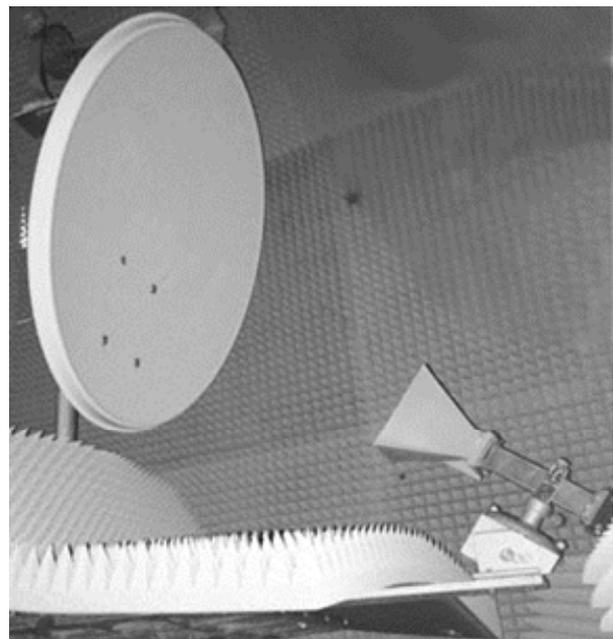


Рис. 4

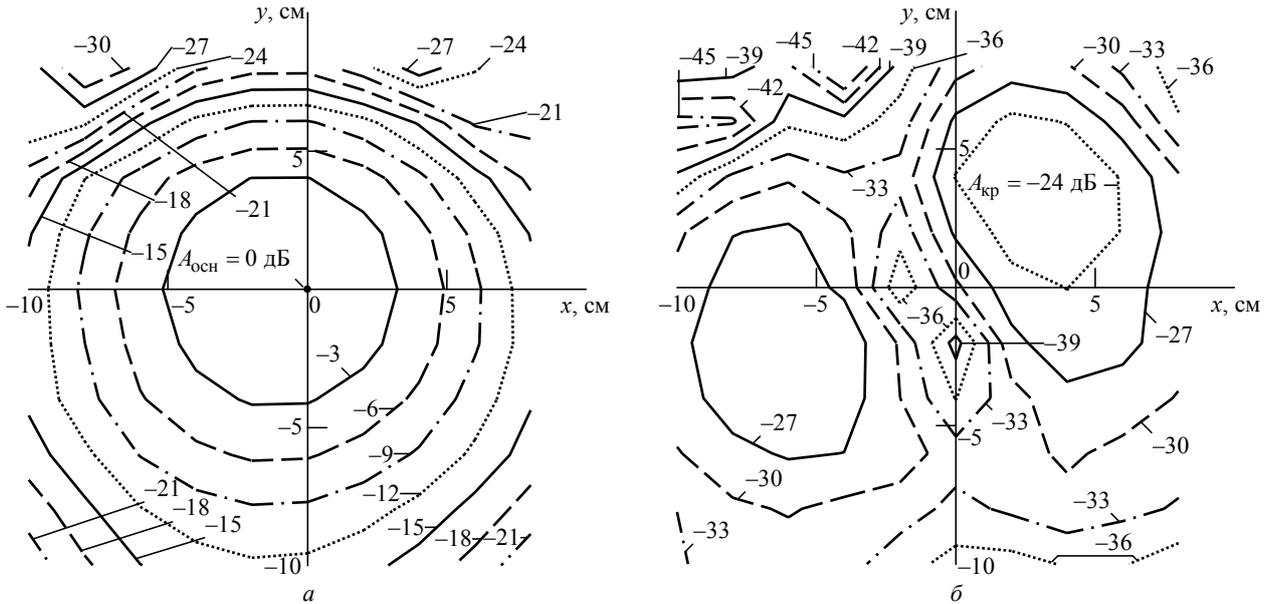


Рис. 5

сеянного сигнала на центральной частоте рабочего диапазона, полученные по результатам измерений. За нулевой уровень (0 дБ) принято значение максимальной мощности основной поляризации. Как видно, размеры фокального пятна по уровню -3 дБ не превышают 10 см, что соответствует значению этого параметра для ММДС. Кроссполяризация (отношение амплитуд поля кроссполяризации и основной поляризации) в пятне составляет не менее 25 дБ.

Используя обратное преобразование Фурье и допустив совмещенное расположение приемной и передающей антенн (рис. 6), как в задаче, рассмотренной в [6], исследовали зарегистрированный сигнал во временной области [5], приняв для него выражение

$$S(t) = \mathfrak{Z}^{-1} [C(\nu)\Gamma(\nu)e^{-i(4\pi\nu/c)z_0}], \quad (2)$$

где  $\mathfrak{Z}^{-1}$  – оператор обратного преобразования Фурье;  $C(\nu)$  – частотно-зависимый отклик при-

емной и передающей антенн;  $\Gamma(\nu)$  – коэффициент отражения от цели;  $\nu$  – частота;  $c$  – скорость света в вакууме;  $z_0$  – расстояние до цели вдоль оптической оси излучающей антенны.

Для сравнения теоретических и экспериментальных данных использовался образец из воска на теле человека. В этом случае при нормальном падении волны

$$\Gamma(\nu) = \frac{\Gamma_{\text{wax}} + \Gamma_{\text{body}}e^{i2kh}}{1 + \Gamma_{\text{wax}}\Gamma_{\text{body}}e^{i2kh}}, \quad (3)$$

где

$$\Gamma_{\text{wax}} = \frac{1 - \sqrt{\epsilon_{\text{wax}}}}{1 + \sqrt{\epsilon_{\text{wax}}}}; \quad \Gamma_{\text{body}} = \frac{\sqrt{\epsilon_{\text{wax}}} - \sqrt{\epsilon_{\text{body}}}}{\sqrt{\epsilon_{\text{wax}}} + \sqrt{\epsilon_{\text{body}}}};$$

$$k = \frac{2\pi\nu}{c} \sqrt{\epsilon_{\text{wax}}};$$

$h$  – толщина образца, причем  $\epsilon_{\text{wax}}$  и  $\epsilon_{\text{body}}$  – комплексные относительные диэлектрические проницаемости воска и тела человека соответственно. Ветви комплексных корней фиксированы так, что их мнимые части положительны.

Для вычисления пространственного распределения амплитуды отраженной волны написана специальная программа на MATLAB, учитывающая связь между временем и оптическим путем в вакууме  $z = ct/2$ , а также ограничением разрешения по дальности для измерительной системы:

$$\Delta z \geq \frac{c}{2\sqrt{\epsilon} \cdot \Delta\nu}, \quad (4)$$

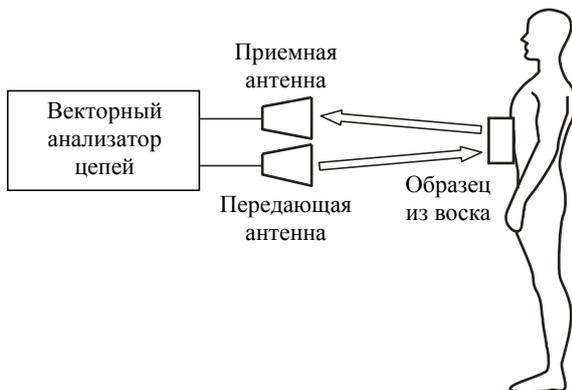


Рис. 6

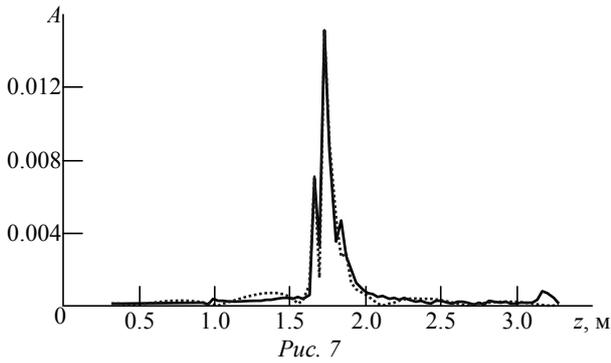
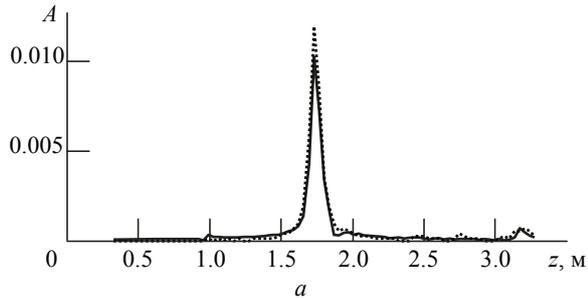
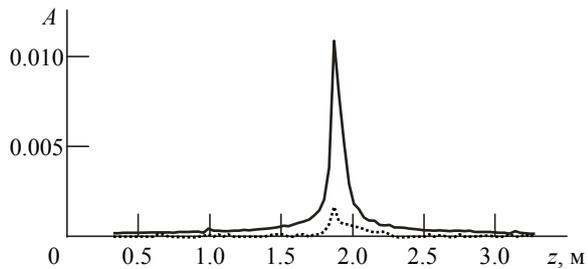


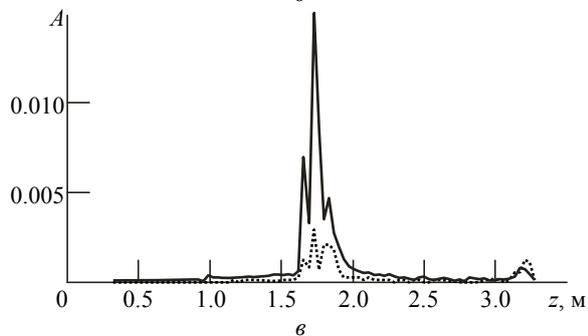
Рис. 7



а



б



в

Рис. 8

где  $\epsilon$  – относительная диэлектрическая проницаемость воздуха;  $\Delta\nu$  – ширина полосы частот измерительной системы.

Амплитуда и фаза рассеянного поля регистрировались с помощью векторного анализатора в полосе частот 8...12 ГГц в 1024 точках на расстоянии 0.7 м от тела как параметр  $S_{21}$ . Далее результаты измерения обрабатывались по (2) и (4). Затем, после перехода от переменной времени к пространственной координате вдоль направления распространения волны, формировалась зависимость распределения амплитуды фурье-образа для блока воска толщиной 5 см на теле человека (рис. 7, сплошная линия).

На этом же рисунке нанесены теоретические данные, рассчитанные по (2), (3) для  $\epsilon_{\text{wax}} = 2.2$  и  $\epsilon_{\text{body}} \approx 28.7 + 8.23i$  (пунктирная линия).

Запишем выражение (1) для ортогональных проекций вектора  $\mathbf{E}$  рассеянной волны в прямоугольной системе координат для случая облучения объекта линейно-поляризованной волной с горизонтально ориентированной плоскостью поляризации ( $E_{0y} = 0$ ;  $E_{0x} = E_{0h}$ ). Введем квадратную матрицу рассеяния  $S$  [7], описывающую поляризационную структуру отклика исследуемого объекта:

$$\begin{bmatrix} E_h \\ E_v \end{bmatrix} = \frac{e^{-ikR}}{2\sqrt{\pi R}} \begin{bmatrix} S_{hh} & S_{hv} \\ S_{vh} & S_{vv} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{0h} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Информация об эффекте изменения поляризации микроволнового излучения скрытыми объектами на теле человека содержится в элементах  $S_{hh}$  и  $S_{vh}$  матрицы рассеяния.

Исследование проводилось на группе людей в повседневной одежде, поочередно располагавшихся на произвольном расстоянии 1.5...2 м с образцами и без них.

На рис. 8 представлены результаты расчета амплитуды фурье-образа (2) вдоль оптической оси излучающей антенны для основной поляризации (сплошные линии) и кроссполяризации (пунктирные линии) по измеренным данным для различных образцов на теле человека: *а* – образец с металлическими поражающими элементами; *б* – отсутствие образца; *в* – образец из диэлектрика<sup>2</sup>. Как видно на рис. 8, *а*, значение максимума амплитуды в кроссполяризации для образца с большим количеством металлических элементов на теле человека значительно превосходит максимальные значения в остальных случаях.

На рис. 9 представлены результаты расчета амплитуд по (2) и (4) основной и кроссполяризацій

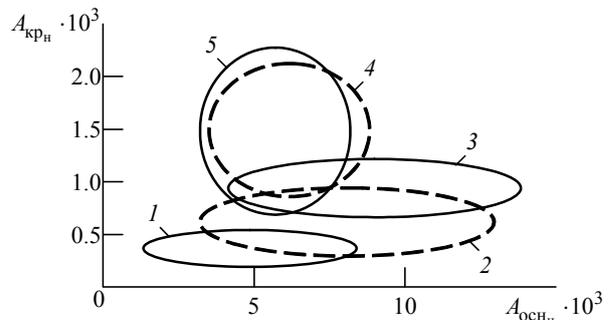


Рис. 9

<sup>2</sup> Для наглядности размах кроссполяризационных зависимостей увеличен в шесть раз.

в месте нахождения объекта, на основании измеренных данных, для пяти различных объектов: 1 – человека в повседневной одежде; 2 – диэлектрические образцы (соль, воск, фторопласт); 3 – имитатор с малым количеством металлических поражающих элементов; 4 – имитатор со значительным количеством поражающих элементов; 5 – пистолет. Измерения для каждого объекта находятся внутри соответствующего эллипса. Как следует из этого рисунка, деполяризация электромагнитного излучения металлическими объектами сложной формы (поражающими элементами и пи-

столетом) проявляется в большей степени ( $A_{кр}/A_{осн} > 1/6$ ), чем деполяризация от тела человека или диэлектрических объектов на нем.

Таким образом, проведенные исследования позволяют сделать вывод о возможности применения эффекта деполяризации в ММДС тела человека с целью обнаружения металлических предметов на нем. Также могут быть разработаны алгоритмы для задач классификации и анализа, которые позволят обнаруживать скрытые металлические объекты на теле человека.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Семенов С. Н., Воробьев С. И., Дудкин В. И. Методика построения микроволнового изображения объекта с применением решения обратной задачи дифракции // Научн.-техн. ведомости СПбГПУ. Физ.-мат. науки. 2014. Вып. 2(194). С. 69–74.
2. Kapilevich B. Y., Harmer S. W., Bowring N. J. Non-imaging microwave and millimetre-wave sensors for concealed object detection. New York: CRC press reference, 2014. 232 p.
3. Уфимцев П. Я. Метод краевых волн в физической теории дифракции. М.: Сов. радио, 1962. 244 с.
4. Козлов А. И., Логвин А. И, Сарычев В. А. Поляризация радиоволн: в 3 кн. Кн. 2: Радиолокационная поляриметрия. М.: Радиотехника, 2007. 640 с.

A. D. Grigoriev

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

V. V. Mesheryakov, S. N. Semenov

APSTEC Labs Co. (Saint Petersburg)

5. Зверев В. А. Радиооптика. М.: Сов. радио, 1975. 304 с.

6. A comparison of ultra wide band conventional and direct detection radar for concealed human carried explosives detection / S. W. Harmer, N. J. Bowring, N. D. Rezgui, D. Andrews // Progress in electromagnetics research letters. 2013. Vol. 39. P. 37–47.

7. Козлов А. И., Логвин А. И, Сарычев В. А. Поляризация радиоволн: в 3 кн. Кн. 3: Радиополяриметрия сложных по структуре сигналов. М.: Радиотехника, 2008. 688 с.

## Investigation of polarization changing effect by hidden objects placed on a human body

*Possibility of identification of the hidden metal objects on a human's body based on changing of the reflected wave polarization sharp edges and vertexes of the object is considered. The matrix equation for the main and cross-polarizations amplitudes is formulated. Results of measurements are given in special installation. It is shown that amplitude of cross-polarization of the reflected signal can serve for indication of the hidden metal objects.*

Microwaves, depolarization effect, inspection systems

Статья поступила в редакцию 31 июля 2015 г.



УДК 621.396+681.322

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

## Новая парадигма решения задачи радиолокационного обнаружения пленок нефти при скользящих углах облучения поверхности моря

*Показана низкая эффективность использования серийно выпускаемых судовых навигационных радиолокационных станций (РЛС) для обнаружения пленок нефти на поверхности моря. Обсужден новый подход к постановке проблемы обнаружения пленок нефти на поверхности моря с помощью РЛС при скользящих углах облучения. Предложено разработать специализированные РЛС; сформулирован перечень задач, решение которых необходимо для создания таких РЛС.*

### Радиолокация, моделирование, рассеяние радиоволн, морская поверхность, эффективная площадь рассеяния, нефтяная пленка

При экологическом мониторинге загрязненности морской поверхности нефтепродуктами используют различные радиолокационные станции (РЛС). В зависимости от угла, под которым электромагнитное поле облучает морскую поверхность, РЛС принято объединять в две большие группы. К первой группе относят береговые и судовые навигационные РЛС, облучающие море при малых углах скольжения, ко второй группе – РЛС космических и летательных аппаратов, угол облучения моря которых обычно лежит в диапазоне от 30 до 60°. В то время как космические и самолетные РЛС осуществляют периодический контроль больших площадей, береговые и судовые – непрерывный контроль локальных областей.

В настоящей статье обоснована необходимость изменения подхода к решению задачи радиолокационного обнаружения пленок нефти на поверхности моря, при котором используются стандартные береговые или судовые навигационные РЛС.

Радиолокационное обнаружение пленок нефти на поверхности моря базируется на отличии эффективной площади рассеяния (ЭПР) моря с загрязнением от ЭПР чистого моря.

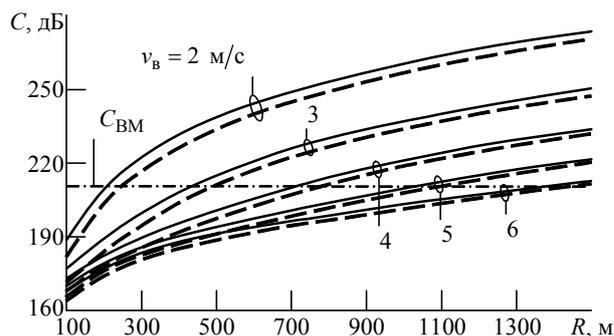
ЭПР чистой морской поверхности зависит от длины волны и поляризации РЛС, угла скольжения электромагнитного поля, угла между линией визирования антенны РЛС в горизонтальной

плоскости и направлением ветра, скорости ветра, шероховатости поверхности и ее электрических характеристик (в частности, комплексной диэлектрической проницаемости).

Стандарты на разработку береговых и судовых навигационных РЛС создавались с учетом обнаружения конкретных целей (судов, береговой черты, знаков навигационного ограждения, льда и т. д.) с конкретной ЭПР на заданных дальностях. Для таких РЛС отраженный от моря сигнал (если он приходил) представлял собой помеху.

Для обнаружения отражений от морской поверхности на заданной дальности РЛС должна иметь определенный энергетический потенциал.

На рисунке представлены зависимости потенциала РЛС, необходимого для обнаружения в элементе разрешения РЛС сигнала, отраженного от чистой морской поверхности, от дальности обнару-



© Леонтьев В. В., Пименов А. А., 2015

Таблица 1

$v_B$ , м/с	$\sigma_z$ , м	$h_c$ , м	$h_{3\%}$ , м
2	0.0102	0.0256	0.0540
3	0.0281	0.0704	0.1486
4	0.0577	0.1446	0.3052
5	0.1008	0.2527	0.5332
6	0.1589	0.3983	0.8406

жения  $R$ . Сплошные линии соответствуют горизонтальной поляризации РЛС, штриховые – вертикальной поляризации. Потенциал рассчитан для различных значений скорости ветра ( $v_B$ ) с учетом характерных для этих скоростей параметров волнения, указанных в табл. 1, где  $\sigma_z$  – среднеквадратическое отклонение ординат морской поверхности;  $h_c$  – средняя высота морских волн;  $h_{3\%}$  – высота морских волн 3-процентной обеспеченности.

Расчет выполнен при следующих условиях:

- высота антенны РЛС над уровнем моря  $h = 15$  м;
- длина волны РЛС  $\lambda = 0.03$  м;
- ширина диаграммы направленности антенны РЛС в горизонтальной плоскости на уровне половинной мощности  $\psi = 1.2^\circ$ ;
- длительность зондирующего импульса РЛС  $\tau_{\text{и}} = 40$  нс;
- коэффициент ослабления электромагнитных волн в тропосфере (в кислороде и парах воды)  $\delta = 10^{-2}$  дБ/км.

Обнаружение отраженного сигнала на некоторой дальности  $R$  от РЛС происходит, если требуемый для этого потенциал не превосходит фактический потенциал РЛС. Таким образом, условие  $C = C_{\text{РЛС}}$  определяет максимальную дальность  $R_{\text{max}}$  обнаружения. Например, РЛС "Bridge Master", характеризующаяся следующими параметрами:

- мощность передатчика  $P_{\text{пер}} = 25$  кВт;
- чувствительность приемника  $P_{\text{пр}} = -120$  дБВт;
- коэффициент усиления антенны  $G_a = 25$  дБ;
- коэффициент полезного действия тракта антенны  $\eta_a = 0.95$ ;
- отношение "сигнал/шум"  $q = 3$  дБ,

обладает потенциалом  $C_{\text{ВМ}} = 210.5$  дБ (штрихпунктирная линия на рисунке) и при горизонтальной поляризации и скорости ветра  $v_B = 6$  м/с обеспечивает  $R_{\text{max}} = 1385$  м, а при  $v_B = 2$  м/с –  $R_{\text{max}} = 206$  м. Минимальная дальность обнару-

Таблица 2

Тип РЛС	$v_B$ , м/с				
	2	3	4	5	6
	$R_{\text{max}}$ , м				
"Bridge Master"	206	430	711	1036	1385
"Furuno"	293	610	1015	1496	2038
"Наяда"	313	652	1085	1600	2183

жения обусловлена мертвой зоной РЛС. Зона обнаружения отражений от чистого моря простирается от минимальной дальности до максимальной.

Значения максимальной дальности обнаружения отражений от моря для РЛС "Bridge Master", а также РЛС "Furuno", имеющей потенциал  $C_F = 221.5$  дБ, и РЛС "Наяда" ( $C_H = 223.6$  дБ) при различной скорости ветра приведены в табл. 2.

Из приведенных данных следует, что использование в РЛС вертикальной поляризации позволяет (при прочих равных условиях) увеличить максимальную дальность обнаружения отражений от моря, но незначительно. Например, для РЛС с вертикальной поляризацией и таким же, как у РЛС "Bridge Master", потенциалом при скорости ветра  $v_B = 2$  м/с  $R_{\text{max}}$  возрастет до 247 м, а при  $v_B = 6$  м/с – до 1440 м.

Увеличение высоты антенны РЛС над уровнем моря также позволяет увеличить максимальную дальность обнаружения отражений от моря, но во многих случаях технически невозможно.

Очевидно, что при скользящем облучении с уменьшением скорости ветра зона обнаружения отражений от чистого моря резко уменьшается и во многих случаях не может удовлетворить потребности практики.

Толстая пленка нефти приводит как к сглаживанию морской поверхности, так и к изменению ее электрических характеристик. Оба эти фактора, действуя одновременно, уменьшают мощность сигнала, отраженного от покрытого нефтью участка поверхности. В результате между засветками от чистого моря и пятна нефти появляется достаточный для различения контраст на экране индикатора РЛС. Однако точное воспроизведение границ пятна возможно только в том случае, если оно полностью расположено в области до максимальной дальности обнаружения отражений от чистого моря.

Тонкая пленка почти не изменяет электрических характеристик и меньше сглаживает морскую поверхность, что приводит к меньшему (по сравнению с чистым морем) изменению мощности отраженного сигнала и почти полному исчезновению контраста между засветками от чистого

моря и пятна нефти. В этом случае даже увеличение числа градаций яркости (или числа цветов для цветного индикатора РЛС) оказывается малоэффективным. Таким образом, обход ограничений, связанных с малым контрастом отметок, – отказ от использования амплитуды отраженного сигнала в качестве информативного признака и переход к анализу спектральных составляющих.

Расчеты, результаты которых приведены в настоящей статье, выполнены для полностью развитого волнения. Если же длина разгона волнения ограничена (например, вблизи берегов), его характер (в частности, высота морской волны) изменяется с изменением дальности. Это приводит к тому, что мощности отраженных сигналов в различных элементах дальности РЛС изменяются. Кроме того, на различных дальностях могут наблюдаться изменения скорости (порывы) ветра, также вызывающие изменения мощности отраженного от моря сигнала. Все отмеченное существенно усложняет задачу обнаружения пленок нефти на поверхности моря с помощью РЛС, работающих при скользких углах облучения. В особенности – обнаружения тонких (мономолекулярных) пленок.

Приведенный анализ позволяет заключить, что использование для обнаружения мономолекулярных пленок нефти серийно выпускаемых судовых навигационных РЛС несостоятельно. Необходима смена парадигмы: разработка специализированных РЛС, предназначенных для решения данной задачи. Эти РЛС должны иметь не только требуемый

энергетический потенциал, но и автоматизированную систему принятия решения о наличии или отсутствии загрязнения на поверхности моря. Для создания такой РЛС требуется решить ряд задач:

- разработать математические модели чистой морской поверхности и морской поверхности с мономолекулярными пленками для различных видов сырой нефти;

- решить задачи дифракции электромагнитных волн на указанных поверхностях при характерных для условий морской радиолокации скользких углах облучения, требующих учета эффектов переотражения и затенения;

- методами моделирования получить статистики флуктуаций отраженных сигналов от чистой морской поверхности и морской поверхности с мономолекулярными пленками при различных условиях зондирования;

- сформулировать обоснованные требования к потенциалу РЛС с учетом уменьшения энергии отраженного сигнала от морской поверхности при появлении загрязнения;

- разработать алгоритмы классификации ситуаций на море (чистая или загрязненная поверхность) на основе анализа отраженных сигналов при изменяющихся условиях наблюдения (например, априорно неизвестной скорости ветра над морской поверхностью в элементах разрешения РЛС, расположенных на различных от РЛС дальностях).

V. V. Leontev, A. A. Pimenov

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

### **A new paradigm for solution of problem oil spill detection by radar at grazing angles of the irradiation sea surface**

*Low efficiency of using of commercially available marine navigation radars to detect the oil slicks on the sea surface is showed. A new approach to the problem of oil films detection on the sea surface by radar at low grazing angles of irradiation is discussed. It's proposed to develop specialized radar, a list of tasks necessary for the creation such radar is formulated.*

Radio location, modeling, wave scattering, sea surface, radar cross section, oil slick

Статья поступила в редакцию 9 ноября 2015 г.

---

УДК 629.735.33+001.891.573

В. К. Орлов, В. С. Рамаданов  
 Санкт-Петербургский государственный электротехнический  
 университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

## Использование дифференциально-геометрических методов для построения траекторий движущихся летательных аппаратов

*Разработана простая математическая модель полета летательного аппарата для создания тестовых траекторий, используемых при моделировании работы различных навигационных систем. Приведен анализ известных способов получения траекторий. Предложен новый способ, основанный на моделировании движения с заданными параметрами по эквидистанте над поверхностью земного эллипсоида.*

### Траектория полета, движение по эквидистанте, моделирование полета, тестовые траектории

Современные алгоритмы обработки данных бортовых навигационных комплексов разрабатываются с учетом особенностей движения летательного аппарата (ЛА). Для оценки точности этих алгоритмов требуется всестороннее моделирование условий их работы. Первоочередной задачей моделирования является проверка работоспособности таких алгоритмов в условиях, максимально приближенных к реальным. Поэтому для отработки алгоритмов требуется наличие типовых тестовых траекторий полета ЛА, построенных с учетом реальных данных: параметров Земли, скорости полета, маневровых возможностей и т. д.

В настоящее время один из основных способов моделирования основан на физических принципах полета. Этот способ включает в себя отдельные математические модели: аэродинамическую ЛА, гравитационного поля Земли, атмосферы, набора управляющих воздействий (движение рулей, закрылков и т. д.). Модели данного класса описывают полет ЛА с аэродинамической точки зрения, обеспечивая высокую точность описания траектории в различных режимах полета. Такие модели разрабатываются довольно давно и с успехом находят широкое применение при проектировании новых типов самолетов, моделировании совместного воздушного движения, прохождения неоднородностей (воздушных ям, грозовых фронтов), в авиатренажерах для обучения или повышения квалификации пилотов.

Следует отметить, что описанный класс моделей весьма сложен, требует значительных вычислительных затрат и для задач исследования

радионавигационных систем является явно избыточным. Для таких задач информация об угле атаки, тангаже, угле сноса и прочих аэродинамических параметрах полета во многих случаях не представляет интереса. Имеет значение только информация о положении центра тяжести, скорости и направлении его перемещения. Поэтому представляется целесообразной разработка упрощенного варианта модели. В основу предложенного способа моделирования положено построение траектории движения ЛА на постоянной высоте над земным эллипсоидом при заранее заданных начальных параметрах и изменяемых во времени ускорениях. В этом случае все необходимые для расчета данные могут быть получены средствами дифференциальной геометрии.

**Используемые системы координат.** В качестве основной системы координат для расчетов примем геоцентрическую прямоугольную систему координат (ГПСК). Центр данной системы совмещен с центром Земли, ось  $Oz$  направлена к Северному полюсу, ось  $Ox$  – к пересечению экватора и Гринвичского меридиана, ось  $Oy$  достраивает систему координат до правосторонней (рис. 1).

Параметры движения ЛА (начальная скорость, ускорения и угловые скорости) задаются в местной прямоугольной системе координат (МПСК). Центр этой системы  $O_M$  расположен в центре тяжести ЛА. Ось  $O_M z_M$  ориентирована по нормали к поверхности земного эллипсоида, ось  $O_M x_M$  – по проекции вектора скорости на плоскость, касательную к поверхности эллипсоида, ось  $O_M y_M$

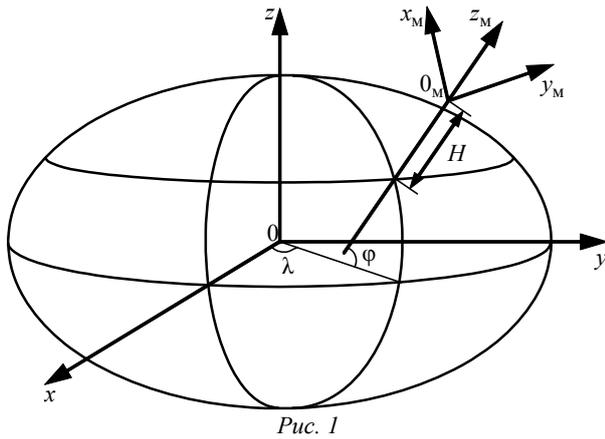


Рис. 1

добраивает МПСК до правосторонней. В дифференциальной геометрии такая система координат носит название естественной. Для получения МПСК необходимы координаты ЛА в ГПСК и путевой угол  $\gamma$  между направлением движения и местным меридианом (направлением на север).

Переход между ГПСК и МПСК может быть осуществлен с помощью поворота базисных векторов ГПСК [1]:

$$\mathbf{X}_M = M_y(\theta) \times M_z(\psi) \times \mathbf{X},$$

где

$$\mathbf{X}_M = \{x_M \ y_M \ z_M\}^T;$$

$$M_y(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 & \sin \theta \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \theta & 0 & \cos \theta \end{bmatrix};$$

$$M_z(\varphi) = \begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi & 0 \\ \sin \varphi & \cos \varphi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

– операторы поворота относительно осей  $Oy$  и  $Oz$  соответственно;

$$\mathbf{X} = \{x \ y \ z\}^T;$$

" $\times$ " – символ векторного умножения; " $T$ " – символ транспонирования.

Углы поворота координатных осей  $\theta$  и  $\psi$  определяются как

$$\theta = \pi/2 - \varphi; \quad \psi = \pi + \lambda - \gamma,$$

где  $\varphi, \lambda$  – геодезическая широта и долгота местоположения ЛА соответственно.

Результаты моделирования для дальнейшего использования целесообразно выдавать в геодезической системе координат (ГСК), привязанной к параметрам Земли ПЗ-90.11 [1].

**Кинематические уравнения движения летательных аппаратов.** При описанном в статье

подходе к построению траектории ЛА его движение целесообразно рассматривать как сложное – сумму движения МПСК по эквидистантной поверхности и движения ЛА в МПСК. При таком способе описания может быть промоделирована любая траектория полета, любой маневр, вплоть до полета по спирали и т. п.

Векторное уравнение для скорости при сложном движении можно записать как

$$\mathbf{v} = \mathbf{v}_0 + \boldsymbol{\omega} \times \mathbf{R} + \mathbf{v}_r, \quad (1)$$

где  $\mathbf{v}$  – вектор скорости в ГПСК;  $\mathbf{v}_0$  – вектор скорости МПСК в ГПСК;  $\boldsymbol{\omega}, \mathbf{R}$  – вектор угловых скоростей и радиус-вектор вращения МПСК соответственно;  $\mathbf{v}_r$  – вектор скорости ЛА в МПСК. Первые два слагаемых в правой части (1) определяют переносную скорость ЛА, а последнее слагаемое имеет смысл относительной скорости. Вектор угловой скорости вращения МПСК  $\boldsymbol{\omega}$  имеет две составляющие: задаваемую  $\boldsymbol{\omega}_{вн}$  и обусловленную движением по эквидистанте  $\boldsymbol{\omega}_r$ :

$$\boldsymbol{\omega} = \boldsymbol{\omega}_{вн} + \boldsymbol{\omega}_r.$$

Запишем дифференциальное уравнение (ДУ) движения ЛА в ГПСК. Проинтегрировав (1), после ряда несложных преобразований получим:

$$\dot{\mathbf{v}} = \dot{\mathbf{v}}_0 + \boldsymbol{\varepsilon} \times \mathbf{R} + \boldsymbol{\omega} \times \boldsymbol{\omega} \times \mathbf{R} + \dot{\mathbf{v}}_r + 2\boldsymbol{\omega} \times \mathbf{v}_r, \quad (2)$$

где  $\boldsymbol{\varepsilon} = \dot{\boldsymbol{\omega}}$  – угловое ускорение. Выражение (2), носящее также название теоремы Кориолиса [2], определяет абсолютное ускорение в сложном движении. Сумма первых трех слагаемых в правой части представляет собой переносное ускорение, четвертое слагаемое является относительным ускорением и пятое носит название добавочного (Кориолисова) ускорения.

Для получения траектории необходимо задать начальное положение ЛА: долготу, широту и высоту, начальную скорость, ускорение и вращение, а также определить  $\boldsymbol{\omega}_r$  и  $\mathbf{R}$ , найти которые можно, зная кривизну траектории. Из дифференциальной геометрии известно, что длина радиус-вектора для эквидистанты больше на высоту  $H$ :

$$R_{eq} = R + H, \quad (3)$$

где  $R_{eq} = |\mathbf{R}_{eq}|$  и  $R = |\mathbf{R}|$  – длины радиус-векторов эквидистанты и кривой. Учитывая связь между длиной радиус-вектора и кривизной поверхности  $k$ :  $R = 1/k$ , выражение (3) можно записать как

$$k_{eq} = k / (kH + 1). \quad (4)$$

Кривизна подстилающей поверхности эллипсоида может быть найдена с помощью теоремы Эйлера [3]:

$$k = k_1 \cos^2 \gamma + k_2 \sin^2 \gamma, \quad (5)$$

где

$$k_1 = \sqrt{(1 - e^2 \sin^2 \varphi)^3} / [a(1 - e^2)]; \quad (6)$$

$$k_2 = \sqrt{1 - e^2 \sin^2 \varphi} / a$$

– главные кривизны, определяемые как кривизны по долготе и широте [4], причем  $a$  и  $e$  – большая полуось и эксцентриситет подстилающей поверхности, числовые значения которых могут быть взяты в [1].

Подставив (5) в (4) и затем в (2), для движения без углового ускорения ( $\varepsilon = 0$ ) окончательно получим дифференциальное уравнение движения в виде

$$\dot{\mathbf{v}} = \dot{\mathbf{v}}_0 + \boldsymbol{\omega} \times \boldsymbol{\omega} \times (1/k_{eq}) \mathbf{n} + \dot{\mathbf{v}}_r + 2\boldsymbol{\omega} \times \mathbf{v}_r, \quad (7)$$

где  $\mathbf{n}$  – единичный вектор нормали к поверхности эллипсоида.

Решив уравнение (7) численными способами, например методом Рунге–Кутты [5], получим траекторию движения ЛА.

**Алгоритм моделирования.** Решение уравнения траектории (7) аналитическими методами крайне затруднено, особенно из-за неявной записи многих входящих в него величин. Поэтому решение ДУ (7) целесообразно получить численным методом. Для этого необходимо пройти несколько этапов (рис. 2):

1. Подготовка входных данных.
2. Описание ДУ (7).
3. Запуск решателя ДУ.
4. Обработка результата работы решателя ДУ.

На первой стадии необходимо подготовить данные о начальном положении, направлении полета, скорости ЛА, а также задать ускорения и угловую скорость вращения  $\boldsymbol{\omega}_{вн}$ . Далее на этапах 2 и 3 необходимо настроить решатель на требуемую точность, передать ему входные данные и уравнение траектории. После запуска решатель, согласно заложенным в него алгоритмам работы, самостоятельно определяет количество точек, удовлетворяющее заданной точности решения, и отыскивает траекторию. Выходными данными решателя являются расчетные векторы скорости и положения, а также соответствующие им моменты времени, не обязательно расположенные рав-

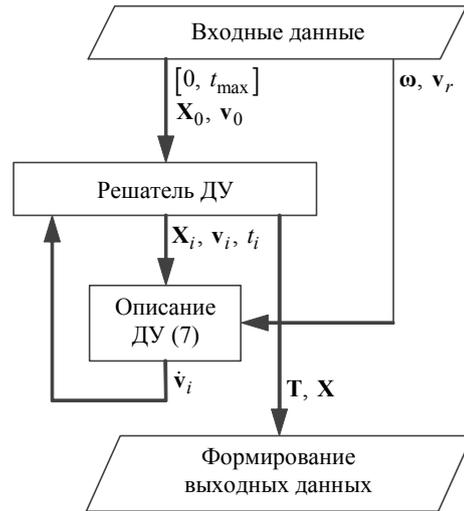


Рис. 2

номерно на временной оси. На последнем этапе эти данные преобразуются в удобный для дальнейшей работы формат: преобразуется система координат, в случае необходимости производится интерполяция (например, сплайном).

Одним из наиболее подходящих методов решения имеющегося уравнения траектории является метод Рунге–Кутты. Он относится к так называемым одношаговым методам, поскольку для расчета решения на текущем шаге требуется только решение на предыдущем шаге [5]. Это определяет способ описания решаемого ДУ. К преимуществам выбранного метода решения следует отнести высокую проработанность данного метода, простоту его реализации с использованием встроенных в математические пакеты функций, отлаженных, имеющих хорошую документацию и реализующих различные вариации данного метода.

Рассмотрим подробнее описание этапа "Описание ДУ". Задачей этого блока является представление уравнения (7) в виде, пригодном для решателя. ДУ описывается в несколько этапов, так как в уравнение входит множество величин и параметров, требующих отдельного расчета на каждом шаге. Структурная схема блока, включающая в себя все предварительные расчеты по (3)–(6), приведена на рис. 3. При составлении этой схемы особое внимание уделялось способам передачи данных, что способствует лучшему пониманию принципов построения алгоритма.

**Пример моделирования.** Проиллюстрируем работу описанного метода моделирования на практическом примере. Рассмотрим случай совместного полета двух ЛА: пусть первый летит на север с постоянной скоростью  $v_1 = 374$  м/с, а второй, изначально находясь позади первого, летит в том же направлении с в два раза большей

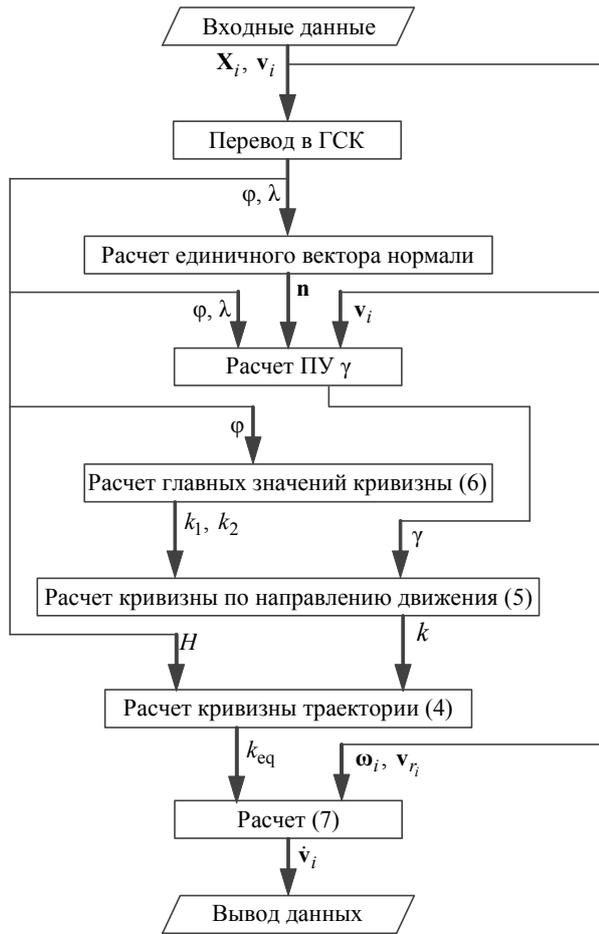


Рис. 3

скоростью  $v_2 = 748$  м/с. Поравнявшись с первым ЛА, второй совершает полный оборот за 50 с. Весь моделируемый полет длится 100 с, встреча происходит через 51 с. Полученные траектории в плане с привязкой к координатной сетке  $\varphi, \lambda$  ГСК ПЗ-90.11 [1] приведены на рис. 4.

Для расчета траекторий первого и второго ЛА по (7) была использована функция ode45, ответственная за реализацию метода Рунге–Кутты в пакете MATLAB [6]. Для расчета первой траектории выбранной функции потребовалась 41 точка, для второй, более сложной, траектории – 89 точек.

На рис. 5 приведены зависимости от времени расстояния между ЛА ( $\Delta H$ ), широты  $\varphi$  и долготы  $\lambda$  первого ЛА (сплошные линии) и второго ЛА (штриховые линии). Приведенным примером полностью иллюстрируются возможности разработанного метода моделирования траекторий полета ЛА.

В настоящей статье продемонстрирован альтернативный подход к построению траекторий полета ЛА, основанный не на аэродинамическом моделировании, а на принципах дифференциальной геометрии. Моделирование полета как движения по эквидистантной земному эллипсоиду

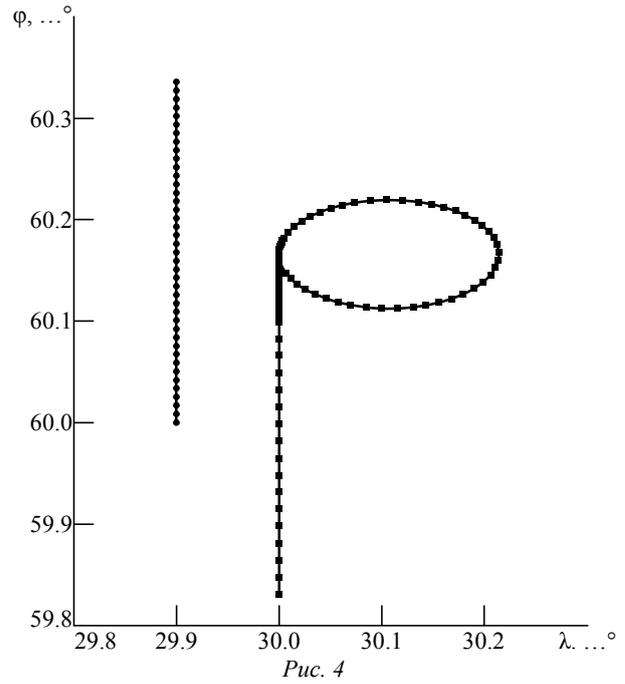


Рис. 4

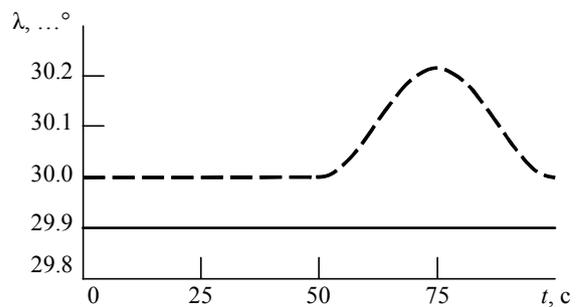
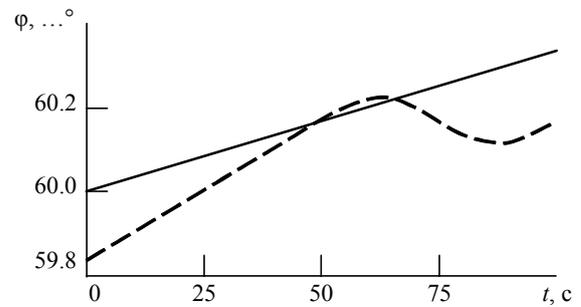
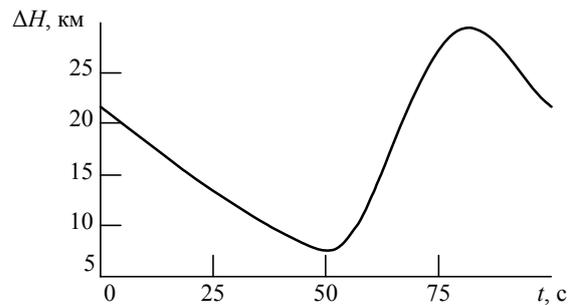


Рис. 5

кривой позволило избежать излишней сложности модели путем удаления из нее моделей атмосферы, гравитационного поля и прочего. Благодаря этому удалось уменьшить время моделирования, снизить требования к вычислительной мощности

ЭВМ, уменьшить количество входных данных и упростить поиск возможных ошибок. Отказ от аэродинамического моделирования сделал невозможным получение информации о крене, тангаже и других аэродинамических параметров полета, а также моделирование прохождения таких неод-

нородностей, как воздушные ямы, грозовые фронты. Однако для моделирования работы бортовых радиосистем (например, ближней или дальней навигации) это не имеет принципиального значения, т. е. разработанная модель удовлетворяет поставленным при разработке целям.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Параметры Земли 1990 года (ПЗ-90.11): справочный документ / Военно-топографическое управление Генерального штаба Вооруженных сил РФ. М., 2014. 52 с.

2. Тарг С. М. Краткий курс теоретической механики: учеб. для вузов. 10-е изд. М.: Высш. шк., 1986. 416 с.

3. Погорелов А. В. Дифференциальная геометрия. 6-е изд. М.: Наука, 1974. 176 с.

4. Закатов П. С. Курс высшей геодезии. 4-е изд. М.: Недра, 1976. 511 с.

5. Бахвалов Н. С. Жидков Н. П., Кобельков Г. М. Численные методы: учеб. пособие. 7-е изд. М.: Бинном. Лаборатория знаний, 2011. 636 с.

6. URL: <http://mathworks.com/help/matlab/ref/ode45.html> (дата обращения 12.12.2015).

V. K. Orlov, V. S. Ramadanov

*Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"*

### **Using of the differential geometric methods for constructing the aircraft moving trajectories**

*A simple mathematical model of the aircraft flying to create test trajectories is used for modeling the various navigation systems is developed. The analysis of the known methods for trajectories producing is provided. A new method based on the motion modeling with the set parameters after equidistant above the surface of Earth ellipsoid is offered.*

Flight path, movement at equidistant, flight simulation, test trajectory

Статья поступила в редакцию 20 ноября 2015 г.



## Тематический указатель статей за 2015 г.

Цифры означают: первая – номер выпуска, вторая – номер начальной страницы статьи.

### Знаменательные даты

*Карпов В. Г.*

Профессор И. Г. Фрейман – выдающийся советский радиотехник ..... 2, 3

*Мальшиев В. Н.*

70 лет факультету радиотехники и телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) ..... 4, 3

### Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

*Леонтьев В. В., Пименов А. А.*

Особенности построения нейронной сети в робастной радиолокационной системе классификации мономолекулярных пленок нефти на поверхности моря при горизонтальной поляризации электромагнитного поля ..... 1, 3

*Боровицкий Д. С., Ипатов В. П.*

К разработке канала передачи данных системы позиционирования подводных объектов в условиях быстрых замираний ..... 1, 8

*Нахмансон Г. С., Козлов С. В.*

Эффективность приема фазоманипулированного широкополосного сигнала с квадратурной фазовой модуляцией в условиях взаимных помех и внутренних шумов аппаратуры ..... 2, 10

*Давыдов В. С.*

Повышение помехозащищенности идентификации и распознавания гидролокационных сигналов от тел сложной формы на фоне реверберационных помех ..... 2, 18

*Зимица С. В.*

Корреляционные характеристики искусственной нейронной сети, настраиваемой по алгоритму LMS с квадратичным ограничением, с учетом флуктуаций весовых коэффициентов ..... 2, 26

*Дерипаска А. Г., Соклакова М. В., Чернышев Э. П.*

Сравнение данных аналитических методов оценки устойчивости автоколебаний в релейных цепях и в системах второго порядка ..... 3, 3

*Данилов В. А., Данилова Л. В.*

Анализ эффективности амплитудного подавления синусоидальных помех ..... 3, 8

*Ипатов В. П., Хачатурян А. Б.*

Эффективность спектрально-компактных сигналов с учетом преднамеренных и межсистемных помех ..... 4, 6

*Аронов Л. А., Ушаков В. Н.*

Спектральный анализ радиосигналов средствами радиофотоники ..... 4, 11

*Маркелов О. А.*

Исследование артериального барорефлекса как системы авторегулирования с двумя контурами обратной связи ..... 4, 15

*Сергиенко А. Б., Натальин А. Б., Сидоров М. С.*

Оценка помехоустойчивости многочастотных систем связи при воздействии импульсного шума ..... 4, 18

*Герчиков А. Г., Липаков Н. Е., Орлов В. К.*

Ранговая синхронизация при реконфигурации группы абонентов ..... 4, 26

*Коновалов А. А.*

Разработка системы траекторной обработки для пассивного когерентного локатора ..... 5, 3

*Зиятдинов С. И.*

Синтез фазовращателя комплексного сигнала ..... 5, 10

*Ушаков В. Н.*

Спектральный подход к определению условий применения теоремы Котельникова ..... 5, 12

<i>Сьянов В. А.</i>	
Весовая обработка сигналов на основе кодов Баркера с малым числом различающихся весовых коэффициентов.....	6, 3
<i>Попов Д. И.</i>	
Инвариантная обработка многочастотных сигналов.....	6, 8
<i>Зиятдинов С. И.</i>	
Анализ ошибок узкополосного приема частотно-модулированных сигналов.....	6, 12
<b>Проектирование и технология радиоэлектронных средств</b>	
<i>Цицикян Г. Н., Вандышев С. С., Баранов Ю. Д.</i>	
Оценка эффективности демпфирующих фильтров третьего порядка.....	2, 33
<i>Михайлов В. А.</i>	
Расчет восстанавливающих фильтров в системе с различными импульсными характеристиками в полях.....	2, 36
<i>Ефимович А. П.</i>	
Методика расчета насыщенного усилителя класса F.....	3, 13
<i>Афанасьев А. В., Демин Ю. А., Иванов Б. В., Ильин В. А., Лучинин В. В., Сергушичев К. А., Смирнов А. А., Кардо-Сысоев А. Ф.</i>	
Мегаваттный генератор наносекундных импульсов на основе карбидокремниевых дрейфовых диодов с резким восстановлением.....	3, 21
<i>Иванов Б. В., Смирнов А. А., Шевченко С. А., Кардо-Сысоев А. Ф.</i>	
Формирование наносекундных импульсов напряжения дрейфовыми диодами с резким восстановлением.....	3, 25
<i>Соколов С. С.</i>	
Принципы и практика системной инженерии в магистерской подготовке по направлению "Конструирование и технология электронных средств".....	4, 32
<i>Баскакова А. Э., Тургалиев В. М., Холодняк Д. В.</i>	
Перестраиваемые полосно-пропускающие фильтры с постоянной шириной полосы пропускания на элементах с сосредоточенными параметрами.....	4, 36
<i>Тупик В. А., Чу Чонг Шы, Стеблевска И.</i>	
Моделирование и оптимизация технологических процессов формирования функциональных покрытий и пленок.....	5, 15
<b>Телевидение и обработка изображений</b>	
<i>Лысенко Н. В., Лабков Г. М.</i>	
Применение стеганографического алгоритма Куттера–Джордана–Боссена в видеопоследовательностях.....	4, 44
<i>Баранов П. С., Чиркунова А. А.</i>	
Телевизионная камера видимого и ближнего инфракрасного диапазонов.....	4, 47
<i>Баранов П. С.</i>	
Структура кодирующих светофильтров для одновременного повышения разрешающей способности и чувствительности телевизионной камеры.....	6, 15
<i>Обухова Н. А., Мотыко А. А.</i>	
Автоматический метод анализа мультиспектральных кольпоскопических изображений для телевизионной системы диагностики рака шейки матки.....	6, 24
<b>Электродинамика, микроволновая техника, антенны</b>	
<i>Абдуллин Р. Р., Шабунин С. Н.</i>	
Анализ антенны вытекающей волны на основе частично заполненного прямоугольного волновода.....	1, 12
<i>С. В. Балландович</i>	
Проектирование двухчастотных печатных отражательных антенных решеток с помощью модифицированной ячейки Флоке.....	1, 17
<i>Хабиров Д. О., Удров М. А.</i>	
Методика определения координат центра излучения антенны и практические аспекты ее применения....	3, 30

<i>Беленко Д. В., Головков А. А., Можаяева Е. И.</i>	
Исследование характеристик конверторов отрицательной емкости и их использование для широкополосного согласования штыревых антенн .....	4, 57
<i>Мунина И. В.</i>	
Направленные ответвители на связанных линиях с возможностью управления типом направленности ....	4, 61
<i>Балландович С. В., Костиков Г. А., Любина Л. М., Сугак М. И., Самбуров Н. В.</i>	
Характеристики широкополосной вибраторной фазированной антенной решетки дециметрового диапазона.....	4, 65
<i>Кошкидько В. Г., Алпатова О. В.</i>	
Эквивалентный поверхностный импеданс щелевой импедансной нагрузки на основе отверстия в стенке плоскопараллельного волновода .....	5, 20
<i>Дроздовский А. В., Устинов А. Б., Калиникоз Б. А.</i>	
Спектр фазовых шумов генератора, управляемого спин-волновой линией задержки.....	5, 26
<i>Мусин А. М., Зейде К. М.</i>	
Влияние вращения сферического тела, покрытого диэлектриком, на характеристики рассеяния .....	5, 29
<i>Шевченко М. Е., Малышев В. Н., Файзуллина Д. Н.</i>	
Совместное обнаружение и пеленгование с использованием коммутируемой антенной решетки .....	5, 33
<i>Григорьев А. Д., Джалилов Б. О.</i>	
Электрически перестраиваемая антенна для сотовых телефонов .....	5, 39
<i>Иниаков Ю. М., Осадчий А. Ю.</i>	
Виртуальная адаптивная антенная решетка с учетом взаимного влияния ее элементов на основе LMS-алгоритма.....	6, 34
<i>Григорьев А. Д., Мецзяков В. В., Семенов С. Н.</i>	
Исследование эффекта изменения поляризации микроволнового излучения скрытыми объектами на теле человека .....	6, 41
<b>Системы, сети и устройства телекоммуникаций</b>	
<i>Шашкин А. К.</i>	
Многочастотный сигнал восстановления синхронизации в канале дискретной связи .....	1, 21
<i>Аксельрод Г. З., Елагина К. А.</i>	
Применение сигнала с нелинейной частотной модуляцией для уменьшения потерь обнаружения.....	2, 40
<i>Андреасен Дж.-Э., Ланкин В. Е., Шашкин А. К.</i>	
Маршрутизация в сети телемеханики объектов энергораспределения на основе радиоканалов.....	2, 44
<i>Беляев А. И., Мякинников А. В.</i>	
Способ высокоскоростной передачи цифровых данных через нестационарный оптический канал с использованием многоуровневой амплитудной модуляции для радиолокационных станций с фазированными антенными решетками.....	3, 34
<b>Радиолокация и радионавигация</b>	
<i>Кутузов В. М.</i>	
Многополосный режим автоколебаний в РЛС с положительной обратной связью.....	1, 28
<i>Нахмансон Г. С., Бучнев Д. В., Суслин А. В.</i>	
Атмосферные искажения траекторий распространения излучения в каналах глассиды радиотехнических систем посадки воздушных судов .....	1, 32
<i>Нахмансон Г. С., Суслин А. В.</i>	
Влияние энергетических потерь при обработке фазоманипулированных сигналов на максимальную дальность действия и точность измерения координат в радиолокационных системах ..	2, 51
<i>Шишанов С. В., Мякинников А. В.</i>	
Система кругового обзора для транспортных средств на основе сверхширокополосных датчиков .....	2, 55
<i>Севидов В. В., Чемаров А. О.</i>	
Определение координат спутников-ретрансляторов в разностно-дальномерной системе геолокации.....	3, 41
<i>Бархатов А. В., Веремьев В. И., Головков А. А., Кутузов В. М., Малышев В. Н., Петкау О. Г., Стенюков Н. С., Шмырин М. С.</i>	
Полуактивная радиолокация в системах мониторинга обстановки и охраны важных объектов .....	4, 71

<i>Бархатов А. В., Козлов А. С.</i> Быстрое вычисление на графических процессорах частотно-временной функции в радиолокационной станции .....	5, 42
<i>Штанько С. В., Лесняк Д. А.</i> Алгоритмы защищенного информационного обмена в радиоканалах космической навигационной системы .....	5, 47
<i>Соколов А. И., Юрченко Ю. С.</i> Использование пространственной информации в комплексных инерциально-спутниковых навигационных системах .....	5, 51
<i>Кутузов В. М., Попов В. Н.</i> Теория обнаружения в приложении к автоколебательным РЛС с обратной связью.....	5, 57
<i>Леонтьев В. В., Пименов А. А.</i> Новая парадигма решения задачи радиолокационного обнаружения пленок нефти при скользящих углах облучения поверхности моря .....	6, 46
<i>Орлов В. К., Рамаданов В. С.</i> Использование дифференциально-геометрических методов для построения траекторий движущихся летательных аппаратов .....	6, 49
<b>Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника</b>	
<i>Баруздин С. А.</i> Моделирование возбуждения спинового эха импульсами с произвольным законом модуляции .....	1, 39
<b>Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн</b>	
<i>Варгаузин В. А.</i> Алгоритм оценки неизвестной сетки частот источника радиоизлучения с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты.....	1, 44
<i>Ронкин М. В., Калмыков А. А., Хрестина Е. И.</i> Оценка частоты сигнала по короткой реализации в локационных системах с непрерывным излучением на основе обработки квадратурных составляющих.....	1, 48
<i>Попов Д. И.</i> Измерение радиальной скорости цели .....	1, 53
<i>Артюшенко В. М., Воловач В. И.</i> Оценка точности измерения информационных параметров сигнала на фоне коррелированной аддитивной помехи при непрерывной обработке .....	1, 59
<i>Соколов С. В., Каменский В. В., Ковалев С. М., Меерович В. Д.</i> Комплексный алгоритм определения параметров навигационных спутников и спутниковой навигации на основе межспутниковых измерений .....	2, 61
<i>Янин А. А.</i> Улучшение существующих методов измерений в сетях цифрового эфирного телевизионного вещания ...	2, 66
<i>Витько В. В., Кондрашов А. В., Никитин А. А., Белявский П. Ю., Устинов А. Б., Батлер Дж. Э.</i> Измерительная ячейка для исследования СВЧ-свойств дельта-легированных алмазных образцов.....	3, 48
<b>Метрология и информационно-измерительные приборы и системы</b>	
<i>Ряховский Е. П., Топчий П. Н., Почивалов С. Г.</i> Функциональное моделирование радиоканала управления космическим аппаратом на базе программно-аппаратного комплекса.....	1, 66
<b>Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий</b>	
<i>Лукьянов Г. Н., Полищук С. А., Ковальский И. С., Мальшев А. Г.</i> Нелинейное динамическое моделирование результатов синхронных измерений концентрации углекислого газа с давлением воздуха при вдохе и выдохе человека.....	3, 51

## Авторский указатель статей за 2015 г.

Цифры против фамилии и инициалов автора означают: первая – номер выпуска, вторая – номер начальной страницы статьи.

Абдуллин Р. Р.....	1, 12	Каменский В. В.....	2, 61	Ронкин М. В.....	1, 48
Аксельрод Г. З.....	2, 40	Кардо-Сысоев А. Ф. ...	3, 21; 3, 25	Ряховский Е. П.....	1, 66
Алпатова О. В.....	5, 20	Карпов В. Г. ....	2, 3	Самбуров Н. В.....	4, 65
Андреасен Дж.-Э.....	2, 44	Ковалев С. М.....	2, 61	Севидов В. В.....	3, 41
Аронов Л. А.....	4, 11	Ковальский И. С. ....	3, 51	Семенов С. Н.....	6, 41
Артюшенко В. М.....	1, 59	Козлов А. С.....	5, 42	Сергиенко А. Б.....	4, 18
Афанасьев А. В. ....	3, 21	Козлов С. В. ....	2, 10	Сергушичев К. А.....	3, 21
Балландович С. В.....	1, 17; 4, 65	Кондрашов А. В.....	3, 48	Сидоров М. С.....	4, 18
Баранов П. С.....	4, 47; 6, 15	Коновалов А. А.....	5, 3	Смирнов А. А.....	3, 21; 3, 25
Баранов Ю. Д.....	2, 33	Костиков Г. А.....	4, 65	Соклакова М. В.....	3, 3
Баруздин С. А.....	1, 39	Кошкидько В. Г.....	5, 20	Соколов А. И.....	5, 51
Бархатов А. В.....	4, 71; 5, 42	Кутузов В. М.....	1, 28; 4, 71; 5, 57	Соколов С. В.....	2, 61
Баскакова А. Э.....	4, 36	Лабков Г. М.....	4, 44	Соколов С. С.....	4, 32
Батлер Дж. Э.....	3, 48	Ланкин В. Е.....	2, 44	Стеблевска И.....	5, 15
Беленко Д. В.....	4, 57	Леонтьев В. В.....	1, 3; 6, 46	Стенюков Н. С.....	4, 71
Белявский П. Ю.....	3, 48	Лесняк Д. А.....	5, 47	Сугак М. И.....	4, 65
Беляев А. И.....	3, 34	Липаков Н. Е.....	4, 26	Суслин А. В.....	1, 32; 2, 51
Боровицкий Д. С.....	1, 8	Лукьянов Г. Н.....	3, 51	Сьянов В. А.....	6, 3
Бучнев Д. В.....	1, 32	Лучинин В. В.....	3, 21	Топчий П. Н.....	1, 66
Вандышев С. С.....	2, 33	Лысенко Н. В.....	4, 44	Тупик В. А.....	5, 15
Варгаузин В. А.....	1, 44	Любина Л. М.....	4, 65	Тургалиев В. М.....	4, 36
Веремьев В. И.....	4, 71	Малышев А. Г.....	3, 51	Удров М. А.....	3, 30
Витько В. В.....	3, 48	Малышев В. Н.....	4, 3; 4, 71; 5, 33	Устинов А. Б.....	3, 48; 5, 26
Воловач В. И.....	1, 59	Маркелов О. А.....	4, 15	Ушаков В. Н.....	4, 11; 5, 12
Герчиков А. Г.....	4, 26	Меерович В. Д.....	2, 61	Файзуллина Д. Н.....	5, 33
Головков А. А.....	4, 57; 4, 71	Мещеряков В. В.....	6, 41	Хабиров Д. О.....	3, 30
Григорьев А. Д.....	5, 39; 6, 41	Михайлов В. А.....	2, 36	Хачатурян А. Б.....	4, 6
Давыдов В. С.....	2, 18	Можаева Е. И.....	4, 57	Холодняк Д. В.....	4, 36
Данилов В. А.....	3, 8	Мотыко А. А.....	6, 24	Хрестина Е. И.....	1, 48
Данилова Л. В.....	3, 8	Мунина И. В.....	4, 61	Цицикян Г. Н.....	2, 33
Демин Ю. А.....	3, 21	Мусин А. М.....	5, 29	Чемаров А. О.....	3, 41
Дерипаска А. Г.....	3, 3	Мякинъков А. В.....	2, 55; 3, 34	Чернышев Э. П.....	3, 3
Джалилов Б. О.....	5, 39	Натальин А. Б.....	4, 18	Чиркунова А. А.....	4, 47
Дроздовский А. В.....	5, 26	Нахмансон Г. С.....	1, 32; 2, 10; 2, 51	Чу Чонг Шы.....	5, 15
Елагина К. А.....	2, 40	Никитин А. А.....	3, 48	Шабунин С. Н.....	1, 12
Ефимович А. П.....	3, 13	Обухова Н. А.....	6, 24	Шашкин А. К.....	1, 21; 2, 44
Зейде К. М.....	5, 29	Орлов В. К.....	4, 26; 6, 49	Шевченко М. Е.....	5, 33
Зиятдинов С. И.....	5, 10; 6, 12	Осадчий А. Ю.....	6, 34	Шевченко С. А.....	3, 25
Зиминая С. В.....	2, 26	Петкау О. Г.....	4, 71	Шишанов С. В.....	2, 55
Иванов Б. В.....	3, 21; 3, 25	Пименов А. А.....	1, 3; 6, 46	Шмырин М. С.....	4, 71
Ильин В. А.....	3, 21	Полищук С. А.....	3, 51	Штанько С. В.....	5, 47
Иншаков Ю. М.....	6, 34	Попов В. Н.....	5, 57	Юрченко Ю. С.....	5, 51
Ипатов В. П.....	1, 8; 4, 6	Попов Д. И.....	1, 53; 6, 8	Янин А. А.....	2, 66
Калиникос Б. А.....	5, 26	Почивалов С. Г.....	1, 66		
Калмыков А. А.....	1, 48	Рамаданов В. С.....	6, 49		

## Наши авторы

### *Баранов Павел Сергеевич*

Кандидат технических наук (2014), ассистент кафедры телевидения и видеотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), старший научный сотрудник АО НИИ телевидения (Санкт-Петербург). Автор 35 научных работ. Сфера научных интересов – пространственная обработка изображений; цифровое телевидение; телевизионные камеры на твердотельных фотоприемниках. Тел.: 8 (812) 346-47-84. E-mail: tv.labs@yandex.ru

### *Григорьев Андрей Дмитриевич*

Доктор технических наук (1985), профессор (1989) кафедры радиотехнической электроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 150 научных работ, в том числе двух учебников и двух монографий. Сфера научных интересов – электроника и техника СВЧ; вычислительная электродинамика. Тел.: 8 (812) 234-90-73. E-mail: adgrigoriev@eltech.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

### *Иншаков Юрий Михайлович*

Кандидат технических наук (1973), доцент (1978), профессор кафедры теоретических основ электротехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 90 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов; исследование цифровых и аналоговых фильтров. Тел.: +7 (921) 406-20-96. E-mail: Inshakov40@mail.ru

### *Леонтьев Виктор Валентинович*

Доктор технических наук (2001), профессор (2003), пенсионер. Автор 145 научных и учебно-методических работ. Сфера научных интересов – статистическая радиофизика, распространение и рассеяние радиоволн, морская радиолокация. Тел.: +7 (911) 241-39-76. E-mail: vvleontyev@mail.ru

### *Мещеряков Виктор Владимирович*

Магистр по направлению "Электроника и нанoeлектроника" (2013), инженер ОАО "АПСТЕК", ас-

пирант кафедры радиотехнической электроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – техника СВЧ; телекоммуникационная техника. Тел.: +7 (905) 265-05-36. E-mail: mescheryakov.v.v@gmail.com

### *Мотыко Александр Александрович*

Кандидат технических наук (2012), ассистент кафедры телевидения и видеотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка изображений; прикладные телевизионные системы. Тел.: +7 (905) 228-90-82. E-mail: motyko.alexandr@gmail.com

### *Обухова Наталья Александровна*

Доктор технических наук (2009), профессор (2004) кафедры телевидения и видеотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 70 научных и методических работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка изображений; прикладные телевизионные системы. Тел.: +7 (863) 278-13-85. E-mail: natalia172419@yandex.ru

### *Орлов Владимир Константинович*

Кандидат технических наук (1984), доцент (1992) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – радионавигационные системы, в частности, системы межсамолетной навигации. Тел.: 8 (812) 346-18-03. E-mail: v.k.orloff@gmail.com

### *Осадчий Алексей Юрьевич*

Бакалавр по направлению "Радиотехника" (2015), студент 1-го курса магистратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор одной научной публикации. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов; антенны и антенные системы. Тел.: +7 (952) 208-59-43. E-mail: sun72\_69@mail.ru

### *Пименов Антон Андреевич*

Магистр техники и технологии по направлению "Радиотехника" (2014), аспирант кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ"

им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – радиоэлектронные системы экологического мониторинга.  
Тел.: +7 (931) 357-33-96.  
E-mail: i7p9h9@gmail.com

*Попов Дмитрий Иванович*

Доктор технических наук (1990), профессор (1992) кафедры радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета. Автор более 300 научных работ. Сфера научных интересов – теория и техника обработки радиолокационных сигналов на фоне помех.  
Тел.: 8 (4912) 34-89-10.  
E-mail: adop@mail.ru

*Рамаданов Василий Сергеевич*

Магистр по направлению "Радиотехника" (2014), инженер 1-й категории АО «Концерн "Океанприбор"», аспирант кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор одной научной публикации. Сфера научных интересов – системы межсамолетной навигации; комплексирование ИНС и ГНСС; теория оценивания.  
Тел.: 8 (812) 320-80-40.  
E-mail: finimpres@gmail.com

*Семенов Семен Николаевич*

Магистр по направлению "Оптика и лазерная физика" (2012), инженер-исследователь ОАО "АПСТЕК". Автор 12 научных работ. Сфера научных интересов – техника СВЧ; телекоммуникационная техника.  
Тел.: +7 (921) 634-37-81.  
E-mail: ussrcom@mail.ru

*Сьянов Владимир Александрович*

Кандидат технических наук (1984), доцент (1991) кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация; цифровая обработка сигналов.  
Тел.: +7 (905) 661-83-99.  
E-mail: suanov51@mail.ru

## 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 отрывая 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 постраничные 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 заголовки, 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, подындесы 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 наноэлектроника;
- 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)