

**РАДИОЭЛЕКТРОНИКА****2009**Региональные секции  
редакционного совета**СОДЕРЖАНИЕ***Восточная***Председатель** – А. Г. Вострецов, д-р техн. наук, профессор, проректор по научной работе Новосибирского государственного технического университета.**Заместитель председателя** – А. А. Спектор, д-р техн. наук, профессор, зав. кафедрой теоретических основ радиотехники Новосибирского государственного технического университета.

630092, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20.

Новосибирский государственный

технический университет.

Тел.: (3832)460457, 460633.

E-mail: [vostretsov@adm.nstu.ru](mailto:vostretsov@adm.nstu.ru)*Западная***Председатель** – В. А. Пахотин, д-р физ.-мат. наук, профессор кафедры общей физики Калининградского государственного университета им. И. Канта.

236041, г. Калининград обл., ул. А. Невского, 14.

Калининградский государственный

университет им. И. Канта.

Тел.: (4012)465917. Факс: (4012)465813.

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.**Заместитель председателя** – Е. Н. Приблудова, канд. техн. наук, доцент кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета.

603950, г. Нижний Новгород,

ул. К. Минина, 24.

Нижегородский государственный

технический университет.

Тел.: (831)4367880. Факс: (831)4367880,

(831)4362311.

E-mail: [pluzhnikov@nntu.nnov.ru](mailto:pluzhnikov@nntu.nnov.ru)*Северокавказская***Председатель** – Т. А. Исмаилов, д-р техн. наук, профессор, ректор Дагестанского государственного технического университета.**Заместитель председателя** – О. В. Евдулов, канд. техн. наук, доцент, проректор по научной работе Дагестанского государственного технического университета.

367015, Республика Дагестан, г. Махачкала,

пр. Имама Шамиля, 70.

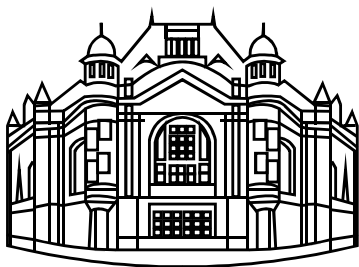
Дагестанский государственный

технический университет.

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

Тел.: (8722)623761, (8722)623715.

**Теория сигналов****Гадзиковский В. И.** Банк цифровых фильтров для многоканальной системы связи с частотным разделением каналов ..... 3**Петров Б. М.** Волны во вращающемся волноводе. Эффект Саньяка ..... 13**Савченко М. П.** Стационарный режим и флуктуации в автогенераторе на транзисторно-емкостном двухполюснике с отрицательным сопротивлением ..... 21**Богачев М. И.** К вопросу о прогнозируемости выбросов динамических рядов с фрактальными свойствами при использовании информации о линейной и о нелинейной составляющих долговременной зависимости ..... 31**Системы телекоммуникации, устройства передачи, приема и обработки сигналов****Савченко В. В.** Метод фонетического декодирования слов в задаче автоматического распознавания речи на основе принципа минимума информационного рассогласования ..... 41**Лысенко Н. В., Садыкова Н. А.** Оценка физиологического состояния организма летчика во время полета ..... 49**Телевидение и обработка изображений****Разин И. В.** Сравнительный количественный анализ отклика дифференциальных операторов на перепад яркости ..... 57**Радиолокация и радионавигация****Бородин М. А., Леонтьев В. В.** Когерентное поле, рассеянное шероховатой поверхностью в зеркальном направлении при скользящих углах облучения ..... 64



## **Электроника СВЧ**

**Плахотник А. С.** Микроскопический механизм неустойчивости скоростей электронов релятивистского пучка.....71

## **Редакционный отдел**

Наши авторы.....76

Требования к оформлению статей, предлагаемых для публикации в журнале "Известия вузов России. Радиоэлектроника".....79

---

## **РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ ЖУРНАЛА**

### **Председатель совета**

*Д. В. Пузанков*

### **Заместитель председателя**

*В. М. Кутузов*

### **Члены совета**

*В. М. Балашов, Р. Е. Быков,  
Ю. А. Быстров, Д. И. Воскресенский,  
А. Г. Вострецов, А. Д. Григорьев,  
Ю. В. Гуляев, В. П. Ипатов,  
Т. А. Исмаилов, Ю. М. Казаринов,  
Ю. А. Коломенский, В. Н. Кулешов,  
И. Г. Мироненко, В. А. Обуховец,  
В. А. Пахотин, А. Д. Плужников,  
В. В. Попов, Ю. М. Таиров,  
В. Н. Ушаков, И. Б. Федоров,  
И. А. Цикин, Ю. А. Чаплыгин*

### **Секретарь совета**

*А. М. Мончак*

ПОДПИСНОЙ ИНДЕКС 45818  
ПО ОБЪЕДИНЕННОМУ КАТАЛОГУ "ПРЕССА РОССИИ".  
ТОМ 1 "ГАЗЕТЫ И ЖУРНАЛЫ"

## **Региональные секции редакционного совета**

### *Уральская*

**Председатель** – Б. А. Панченко, д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой высокочастотных средств радиосвязи и телевидения Уральского государственного технического университета – УПИ.

**Заместитель председателя** – С. Т. Князев, д-р техн. наук, руководитель Радиотехнического института – РТФ Уральского государственного технического университета – УПИ.  
620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, д. 19.

Уральский государственный  
технический университет – УПИ.  
Тел. (343)3754886. E-mail: Shab@rtf.nexcom.ru

### *Южная*

**Председатель** – В. А. Обуховец, д-р техн. наук, профессор, декан радиотехнического факультета Таганрогского политехнического института Южного федерального университета.

347928, г. Таганрог, ГСП-17А, Некрасовский пр., 44.

Таганрогский политехнический институт  
Южного федерального университета.  
Тел. (8634)310599. Факс (8634)310598.

E-mail: rector@tsure.ru

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

### **Издание входит в перечень изданий ВАК России**

**Учредитель:** Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)»

### Редактор

*И. Б. Синишева*

### Компьютерная верстка

*Е. Н. Паздниковой*

---

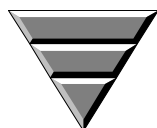
Подписано в печать 30.10.09.  
Формат 60×84 1/8. Бумага офсетная.  
Печать офсетная.  
Гарнитура "Times New Roman".  
Печ. л. 10,0.  
Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.).  
Заказ 88.

### Редакционный совет

197376, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, д. 5  
Издательство СПбГЭТУ "ЛЭТИ"  
Тел. (812) 346-47-84  
Факс (812) 346-28-52

### Издательство СПбГЭТУ "ЛЭТИ"

197376, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, д. 5  
Факс (812) 346-28-56



## Банк цифровых фильтров для многоканальной системы связи с частотным разделением каналов

*Рассматривается банк цифровых фильтров для приемной части многоканальной цифровой системы связи с частотным разделением каналов с применением квадратурно-зеркальных фильтров, построенных на основе биортогональных вейвлет-преобразований.*

**Банк фильтров, многоканальная система связи, вейвлет-преобразование, квадратурно-зеркальный фильтр, элайзинг**

Спектр  $S_x$  вещественного группового сигнала  $x[n]$  ( $n$  – дискретное время) в системе связи с частотным разделением каналов (ЧРК) представляет собой  $L$  неперекрывающихся полос с защитными промежутками между ними (рис. 1).

Канальные ЦФ  $H_l$ ,  $l = \overline{1, L}$ , являются полосовыми цифровыми фильтрами-демодуляторами (ЦФДм), настроенными на канальные поднесущие  $w_l$ ,  $l = \overline{1, L}$ , которые с помощью квадратурных демодуляторов трансформируют спектры узкополосных канальных сигналов  $x_l[n]$ ,  $l = \overline{1, L}$ , в низкочастотную (НЧ) область. Варианты построения ЦФДм, приведенные в [1], показаны на рис. 2, а и б.

В первом варианте (рис. 2, а) частотная селекция осуществляется с помощью канального цифрового полосового фильтра (ЦПФ $_l$ ). Спектр выделенного канального сигнала  $x_l[n]$ ,  $l = \overline{1, L}$ , переносится на низкую частоту, в результате чего формируется его комплексная огибающая  $y_l[n]$ ,  $l = \overline{1, L}$ . Во втором варианте (рис. 2, б) частотной селекции сигнала  $l$ -го канала предшествует преобразование частоты входного сигнала  $x[n]$  посредством умножения его отсчетов на дискретную комплексную функцию  $\exp(jw_l n)$ , где  $w = 2\pi f / f_d$  – нормированная "цифровая" частота;  $f_d$  – частота дискретизации. При этом спектр  $l$ -го канального сигнала переносится в низкочастотную область, а последующий комплексный цифровой фильтр нижних частот (ЦФНЧ $_l$ ) выделяет комплексную огибающую  $y_l[n]$  канального сигнала  $x_l[n]$ ,  $l = \overline{1, L}$ .

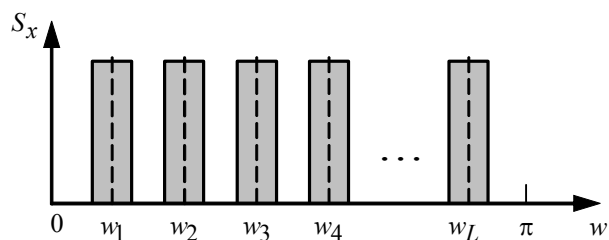


Рис. 1

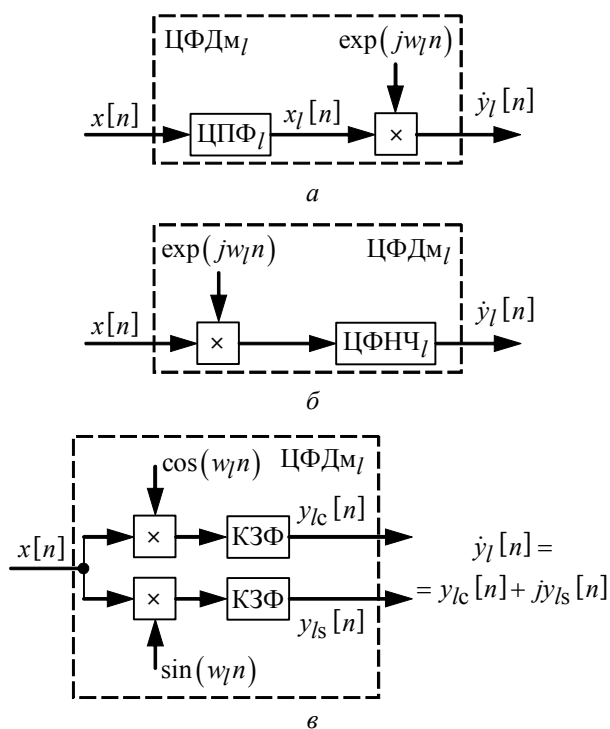


Рис. 2

Автором настоящей статьи предложен третий вариант построения ЦФДм (рис. 2, в), в котором одновременно с формированием спектров канальных сигналов осуществляется разделение их комплексных огибающих на квадратурные компоненты:  $\dot{y}_l[n] = y_{lc}[n] + jy_{ls}[n]$ ,  $l = \overline{1, L}$ . НЧ-Фильтрация квадратурных компонентов выполняется с помощью квадратурно-зеркальных фильтров (КЗФ). Для этой цели могут быть использованы вейвлет-фильтры на биортонормальных парах, описанные в [2].

Предложенная схема является, по существу, частным случаем схемы на рис. 2, б с тем отличием, что вместо комплексного цифрового ФНЧ используются квадратурно-зеркальные фильтры (КЗФ), содержа-

щие НЧ- и ВЧ-каналы анализа и реконструкции сигналов, что обеспечивает гладкость АЧХ и большее подавление в полосах задерживания. Тем самым практически устраняется межканальная интерференция.

Вариант банка ЦФ для приемной части многоканальной системы связи с ЧРК при использовании КЗФ для НЧ-фильтрации комплексных огибающих канальных сигналов приведен на рис. 3.

Ширина спектра комплексной огибающей канального сигнала  $\dot{y}_l[n]$ , а следовательно, и его квадратурных компонентов  $y_{lc}[n]$  и  $y_{ls}[n]$ ,  $l = \overline{1, L}$ , значительно меньше ширины спектра группового сигнала  $x[n]$ , поэтому частоту дискретизации сигналов на выходе ЦФДм снижают в  $\nu$  раз с помощью компрессора частоты дискретизации (КЧД)  $\downarrow \nu$ , причем коэффициент компрессии  $\nu$  определяется соотношением ширины спектров группового и канального сигналов.

Извлечение информации  $\lambda_l$  из комплексных огибающих канальных сигналов на выходах КЗФ  $\tilde{y}_l[m] = \tilde{y}_{lc}[m] + j\tilde{y}_{ls}[m]$ ,  $l = \overline{1, L}$ ;  $m = n/\nu$ , в зависимости от применяемого вида модуляции осуществляется с помощью цифровых детекторов (ЦД) соответствующих типов. Варианты построения ЦД – амплитудных, частотных, фазовых и др. рассмотрены в монографии автора [3].

Схема, изображенная на рис. 3, пригодна и для случая, когда групповой сигнал является комплексным:  $\dot{x}[n]$ . При этом спектры полосовых сигналов несимметричны относительно соответствующих несущих (поднесущих). Возможны также различные варианты пирамидальной [1] и конвейерной [4] структур ЦФДм.

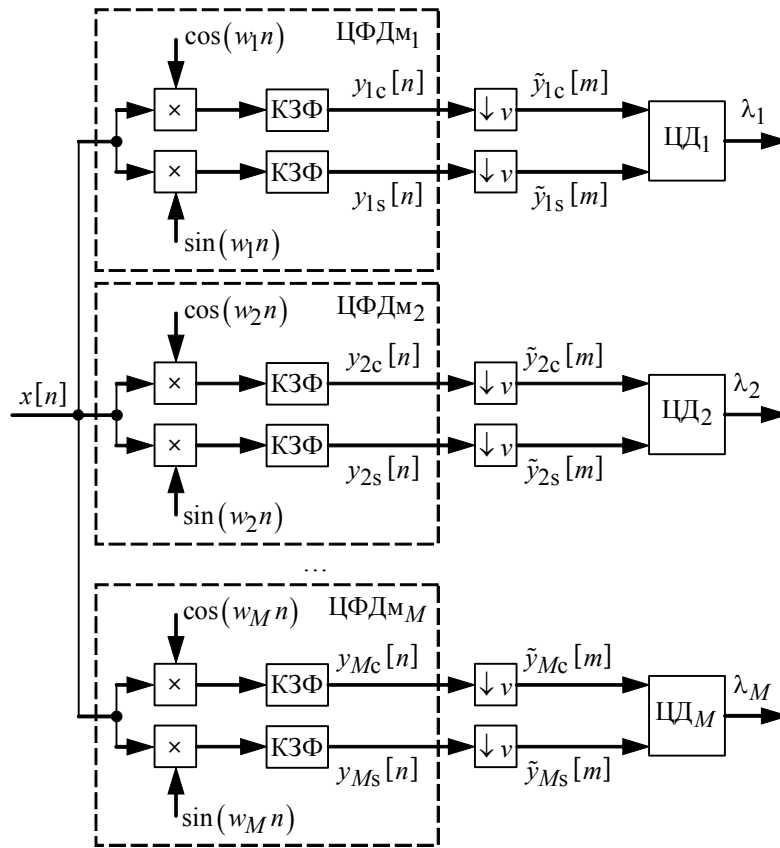


Рис. 3

Традиционное построение цифровых систем многоканальной цифровой связи при использовании ДПФ в канальных фильтрах [5], [6] приводит к значительному элайзингу (межканальным помехам), что обусловлено относительно большим уровнем боковых лепестков амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) (первый лепесток лишь на 13 дБ ниже основного [5]). В системе цифровой связи, построенной с применением КЗФ, элайзинг практически отсутствует.

Рассмотрим особенности КЗФ, структурная схема которого изображена на рис. 4, где символом  $\uparrow 2$  обозначен двукратный экспандер, входной сигнал  $x[n]$  и выходной сигнал  $\tilde{x}[n]$  представлены их  $z$ -образами  $X(z)$  и  $\tilde{X}(z)$  соответственно, а блоки ЦФ – передаточными функциями  $\tilde{H}(z)$ ,  $H(z)$ ,  $\tilde{G}(z)$  и  $G(z)$ , т. е.  $z$ -образами их импульсных характеристик  $\tilde{h}[n]$ ,  $h[n]$ ,  $\tilde{g}[n]$  и  $g[n]$  соответственно. КЗФ представляет собой двухканальную систему анализа – синтеза, состоящую из низкочастотного (фильтры  $\tilde{H}$  и  $H$ ) и высокочастотного (фильтры  $\tilde{G}$  и  $G$ ) каналов.

Наиболее полно характеристики КЗФ описаны в [2]. Рассмотрим их. Импульсные характеристики блоков КЗФ удовлетворяют соотношениям

$$\tilde{h}[n] = h[-n]; \quad \tilde{g}[n] = g[-n], \quad (1)$$

т. е. соответствующие импульсные характеристики являются зеркальными. В связи с этим система, состоящая из четырех ЦФ (см. рис. 4) с импульсными характери-

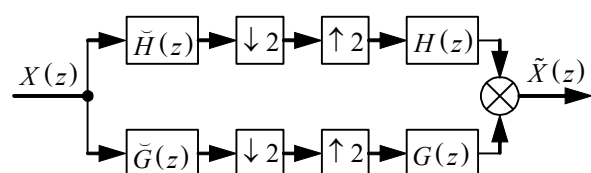


Рис. 4

стиками  $\check{h}[n]$ ,  $h[n]$ ,  $\check{g}[n]$  и  $g[n]$ , и получила название КЗФ.

Описание КЗФ базируется на идее кратномасштабного анализа (КМА) и вытекающего из него вейвлет-преобразования. Под КМА понимается описание гильбертова пространства  $L^2(R)$  через иерархические вложенные друг в друга замкнутые подпространства  $V_m$  ( $m \in Z$ ), отличающиеся друг от друга перемасштабированием независимой переменной ( $R$  и  $Z$  – множества действительных и целых чисел соответственно). Эти подпространства должны обладать следующими свойствами:

1. Подпространства вложены:  $\forall m \in Z : V_m \subset V_{m+1}$ .

2. Для любой функции  $x(t) \in V_m$  ее масштабное преобразование в два раза перемещает функцию в соседнее подпространство:

$$\forall m \in Z : x(t) \in V_m \Leftrightarrow x(2t) \in V_{m+1}; x(t) \in V_m \Leftrightarrow x(t/2) \in V_{m-1}. \quad (2)$$

3. Существует некоторая функция  $\varphi(t) = \varphi_0(t) \in V_0$ , целочисленные сдвиги которой по аргументу  $\{\varphi_{0,k}(t-k)\} \subset V_0$  образуют ортонормированный базис подпространства  $V_0$ . Функция  $\varphi_0(t)$  называется масштабирующей, или скейлинг-функцией, а иногда – "отцовским" вейвлетом.

Из этих условий следует, что если подпространство  $V_0$  имеет ортонормированный базис  $\varphi_{0,k}(t)$ , то и все остальные подпространства  $V_m$  ( $m \in Z$ ) также имеют ортонормированные базисы, которые образуются масштабным преобразованием  $\varphi_{0,k}(t)$ :

$$\varphi_{m,k}(t) = 2^{m/2} \varphi(2^m t - k) \subset V_m, m, k \in Z.$$

Поскольку  $V_0 \subset V_1$ , масштабирующую функцию  $\varphi(t) = \varphi_{0,0}(t) \in V_0$  можно представить в виде разложения по базису  $\{\varphi_{1,k}(t) = \sqrt{2} \varphi(2t - k)\}_{k \in Z} \subset V_1$ :

$$\varphi(t) = \sqrt{2} \sum_{k \in Z} h_k \varphi(2t - k), \quad (3)$$

где  $h_k = \langle \varphi, \varphi_{1,k} \rangle$ ;  $\langle \cdot, \cdot \rangle$  – символ скалярного произведения.

Уравнение (3) называется масштабирующим, решение которого дает скейлинг-функцию. В более общем виде его можно записать следующим образом:

$$\varphi_{m,0}(t) = \sum_{k \in Z} h_k \varphi_{m+1,k}(t). \quad (4)$$

Обозначим через  $W_m$  подпространство вейвлетов – ортогональное дополнение подпространства  $V_m$  до  $V_{m+1}$ :  $V_m \oplus W_m = V_{m+1}$ ;  $V_m \perp W_m$ .

Одно из основополагающих утверждений КМА состоит в том, что для масштабирующей функции (3) найдется функция  $\psi(t) \in W_0$ , называемая базисным, или "материн-

ским" вейвлетом, такая, что множество функций  $\psi_{m,k}(t) = 2^{m/2} \psi(2^m t - k) \subset W_m$ ,  $m, k \in Z$  образует ортонормированный базис в подпространстве  $W_m$ .

При этом подпространства вейвлетов  $W_m$  ( $m \in Z$ ) наследуют масштабирующее свойство 2 КМА, аналогичное (2), а именно:

$$\forall m \in Z: x(t) \in W_m \Leftrightarrow x(2t) \in W_{m+1}; x(t) \in W_m \Leftrightarrow x(t/2) \in W_{m-1}.$$

Так как  $W_0 \subset V_1$ , то "материнский" вейвлет также можно представить через базис  $\{\varphi_{1,k}(t) = \sqrt{2}\varphi(2t - k)\}_{k \in Z} \subset V_1$ :

$$\psi(t) = \sqrt{2} \sum_{k \in Z} g_k \varphi(2t - k). \quad (5)$$

Уравнение (5) называется масштабирующим для вейвлетов и по аналогии с (4) может быть записано в более общем виде следующим образом:  $\psi_{m,0}(t) = \sum_{k \in Z} g_k \varphi_{m+1,k}(t)$ ,

где  $g_k = \langle \psi_{m,0}, \varphi_{m+1,k} \rangle = \langle \psi, \varphi_{1,k} \rangle$ .

Скейлинг-функция, т. е. масштабирующая функция  $\varphi(t)$ , порождает КМА при выполнении условия  $\int_{-\infty}^{\infty} \varphi(t) dt = 1$ . Напротив, для вейвлета  $\psi(t)$  необходимо выполнение

требования  $\int_{-\infty}^{\infty} \psi(t) dt = 0$ .

Разложение функций в вейвлетные ряды на заданном уровне разрешения  $m'$  выполняется по следующей формуле<sup>1</sup>:

$$x(t) = \sum_{k \in Z} c_{m',k} \varphi_{m',k}(t) + \sum_{m \geq m', k \in Z} d_{m,k} \psi_{m,k}(t), \quad (6)$$

где  $c_{m',k} = \langle x, \varphi_{m',k} \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \varphi_{m',k}(t) dt$ ;  $d_{m,k} = \langle x, \psi_{m,k} \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \psi_{m,k}(t) dt$ .

Первая сумма в (6) содержит усредненные значения функции  $x(t)$  с весовыми функциями  $\varphi_{m,k}(t)$  на диадных интервалах  $[k \cdot 2^{-m}, (k+1) \cdot 2^{-m}]$ , а вторая – значения флуктуаций на данных интервалах. По мере возрастания значения  $m$  длина интервалов уменьшается и уровень детализации функции  $x(t)$  увеличивается. На самом детальном уровне  $m = m_{\max} = M$  ряд представлен только скейлинг-функцией и в пределах точности разложения практически совпадает с исходной функцией:  $x(t) = \sum_{k \in Z} c_{M,k} \varphi_{M,k}(t)$ .

На низшем уровне разрешения (на наиболее широких интервалах) первая сумма (6) содержит всего одно усредненное взвешенное значение сигнала, а вторая сумма показыва-

<sup>1</sup> См. Давыдов А. В. Вейвлетные преобразования сигналов // URL: <http://prodav.narod.ru/wavelet/app/wavelet.zip>

ет флуктуации на всех без исключения уровнях. При каждом увеличении номера масштабного коэффициента  $m$  на единицу  $m = (\overline{0, M})$  количество членов первой суммы ряда (6) на единицу увеличивается, а второй суммы – на единицу уменьшается (при сохранении общего числа членов разложения). Таким образом, выражение (6) показывает возможность аппроксимации произвольной функции  $x(t)$  набором простых локальных функций  $\varphi_{m,k}(t)$  и  $\psi_{m,k}(t)$ , ортогональных при разных значениях  $m$  и полностью покрывающих пространство  $L^2(R)$  за счет смещений  $k$ . Переход от  $m$  к  $m+1$  эквивалентен замене  $t$  на  $2t$ , т. е. перемасштабированию функций  $\varphi_{m,k}(t)$  и  $\psi_{m,k}(t)$ . Первая сумма в (6), т. е. сумма скейлинг-функций, дает "сглаженные средние" значения функции  $x(t)$  на разных масштабных уровнях; вторая сумма, т. е. сумма вейвлетных функций, добавляет к "грубой" аппроксимации сигнала все более подробные детали на все более меньших масштабных интервалах<sup>2</sup>.

Из формулы (6) следует, что представление функции  $x_m(t) \in V_m$  в виде  $x_m(t) = x_{m-1}(t) + y_{m-1}(t)$ , где  $x_{m-1}(t) \in V_{m-1}$ ,  $y_{m-1}(t) \in W_{m-1}$ , соответствует разделению сигнала  $x_m(t)$  на две составляющие: низкочастотную  $x_{m-1}(t)$  и высокочастотную  $y_{m-1}(t)$ . Поэтому в паре фильтров, осуществляющих такое разделение сигнала, ЦФ с импульсной характеристикой  $\check{h}[n] = h_{-n} = h[-n]$  должен быть низкочастотным, а ЦФ с импульсной характеристикой  $\check{g}[n] = g_{-n} = g[-n]$  – высокочастотным, что отражено в структуре КЗФ на рис. 4.

Учитывая соотношения (1), исследуем, как связаны между собой частотные характеристики и передаточные функции КЗФ.

Для низкочастотного ЦФ с вещественной импульсной характеристикой  $h[n] = h_n$  комплексная частотная характеристика  $H(e^{jw}) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k)e^{-jwk}$ , а для зеркального ЦФ

$$\check{H}(e^{jw}) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(-k)e^{-jwk} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k)e^{jwk} = H(e^{-jw}). \quad (7)$$

Аналогично, для высокочастотного ЦФ с вещественной импульсной характеристикой  $g[n] = g_n$  комплексная частотная характеристика  $G(e^{jw}) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} g(k)e^{-jwk}$ , а для зеркального ЦФ

$$\check{G}(e^{jw}) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} g(-k)e^{-jwk} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} g(k)e^{jwk} = G(e^{-jw}). \quad (8)$$

<sup>2</sup> См. Давыдов А. В. Вейвлетные преобразования сигналов // URL: <http://prodav.narod.ru/wavelet/app/wavelet.zip>



Отсюда следует, что АЧХ зеркальных ЦФ (низкочастотных и высокочастотных соответственно) одинаковы, а фазочастотные характеристики (ФЧХ) отличаются знаком. В соответствии с выражениями (7) и (8) передаточные функции зеркальных ЦФ связаны между собой соотношениями

$$\check{H}(z) = H(z^{-1}); \check{G}(z) = G(z^{-1}). \quad (9)$$

Наиболее полное исследование свойств КЗФ проведено в работе [2] исходя из анализа масштабирующих уравнений скейлинг-функций (3) и вейвлетов (5). Приведем основные результаты, полученные в [2], используя обозначения для комплексных частотных характеристик, принятые в [3].

1. Условия точного восстановления сигнала на выходе КЗФ:

- в терминах передаточных функций

$$\begin{cases} \check{H}(z)H(z) + \check{G}(z)G(z) = 2, \\ \check{H}(-z)H(z) + \check{G}(-z)G(z) = 0 \end{cases}$$

или с учетом выражений (9)

$$\begin{cases} H(z^{-1})H(z) + G(z^{-1})G(z) = 2, \\ H(z^{-1})H(z) + G(z^{-1})G(z) = 0; \end{cases}$$

- в терминах комплексных частотных характеристик

$$\begin{cases} |H(e^{jw})|^2 + |G(e^{jw})|^2 = 2, \\ H^*[e^{j(w+\pi)}]H(e^{jw}) + G^*[e^{j(w+\pi)}]G(e^{jw}) = 0. \end{cases}$$

2. Связь характеристик фильтров низких и высоких частот в структуре КЗФ (см. рис. 4):

- в терминах импульсных характеристик

$$g_n = \alpha h_{1-n-2k} (-1)^{1-n}, \quad (10)$$

где  $k \in Z$  и множитель  $\alpha = e^{j\pi m} \in \{-1, 1\}$  выбираются одними и теми же для всех значений индекса  $n \in Z$ ;

- в терминах передаточных функций

$$G(z) = \alpha z^{2k-1} H(-z^{-1}); \quad (11)$$

- в терминах комплексных частотных характеристик

$$G(e^{jw}) = \alpha e^{j(2k-1)w} H^*[e^{j(w+\pi)}]. \quad (12)$$

Отметим, что формулы (10)–(12) получены из условия точного восстановления сигнала на выходе КЗФ:  $\check{x}[n] = x[n]$ .

С учетом отмеченных особенностей запишем выражение для передаточной функции КЗФ (см. рис. 4) при выполнении условий точного восстановления сигнала на выходе:

$$T(z) = \frac{1}{2} \{ \check{H}(z)H(z) + \check{G}(z)G(z) \} = \frac{1}{2} \{ H(z^{-1})H(z) + G(z^{-1})G(z) \}.$$

Аналогичное выражение можно получить для комплексной частотной характеристики КЗФ:

$$T(e^{jw}) = \frac{1}{2} \{ H(e^{-jw})H(e^{jw}) + G(e^{-jw})G(e^{jw}) \}. \quad (13)$$

Модуль комплексной частотной характеристики КЗФ можно выразить через характеристики НЧ-фильтров анализа  $\check{H}$  и реконструкции  $H$  следующим образом [7]:

$$|T(e^{jw})| = |\check{H}(e^{jw})H(e^{jw}) - \check{H}[e^{j(w+\pi)}][e^{j(w+\pi)}]|. \quad (14)$$

Рассмотрим в качестве НЧ-фильтров в составе КЗФ биортогональную пару линейно-фазовых нерекурсивных ЦФ (с линейными ФЧХ) нечетной длины  $L_H$ , процедура расчета которых основана на фиксировании числа нулей передаточной функции на частоте  $w = \pi$ , что приводит к максимально плоским АЧХ фильтров.

Комплексная частотная характеристика симметричного линейно-фазового ЦФ нечетной длины  $L_H$  может быть представлена в виде комбинации косинусных функций [3]:

$$\begin{aligned} H(e^{jw}) &= \sum_{n=0}^{L_H-1} h_n e^{-jw} = e^{-jwM_H} \left\{ h_{M_H} + 2 \sum_{n=0}^{M_H-1} h_n \cos[w(M_H - n)] \right\} = \\ &= e^{-jwM_H} \sum_{n=0}^{M_H-1} C_n \cos(wn), \end{aligned}$$

где  $M_H = (L_H - 1)/2$ ;  $C_n = \begin{cases} h_{M_H}, & n = 0; \\ 2h_{M_H-n}, & n = 1, M_H. \end{cases}$

Из равенства (13) можно получить пару фильтров при следующих ограничениях на свойства ЦФ [7]:

- 1) симметрии ЦФ в сочетании с их нечетной длиной  $L_H$  и
- 2) определенном (четном) числе нулевых моментов АЧХ фильтров на частоте, равной половине частоты дискретизации  $w_d/2 = \pi$ .

Поэтому, если на частоте  $w_d/2 = \pi$  функции  $\check{H}(e^{jw})$  и  $H(e^{jw})$  имеют  $2\check{k}$  и  $2k$  нулей соответственно, то из (14) получим [7]:

$$\begin{cases} |\check{H}(e^{jw})| = [1 + \cos(w)]^{\check{k}} \check{Q}[\cos(w)]; \\ |H(e^{jw})| = [1 + \cos(w)]^k Q[\cos(w)], \end{cases} \quad (15)$$

где  $\check{Q}[\cos(w)]$  и  $Q[\cos(w)]$  – полиномы от  $\cos(w)$ .

Подставив (15) в (14), найдем:

$$[1 + \cos(w)]^m \check{Q}[\cos(w)]Q[\cos(w)] + [1 + \cos(w)]^m \check{Q}[-\cos(w)]Q[-\cos(w)] = 1, \quad (16)$$

где  $m = \check{k} + k$ .

Удобно записать выражение (16) в виде полинома от  $x = \sin^2(w/2)$  [7]:

$$(1-x)^m P(x) + x^m P(1-x) = 1. \quad (17)$$

Далее задача состоит в нахождении полинома  $P(x)$ , который удовлетворяет уравнению (17), и факторизации функции

$$(1-x)^m P(x) = \check{H}(e^{jw}) H(e^{jw}) \quad (18)$$

на две составляющие, в результате чего будут получены характеристики пары биортогональных фильтров [2].

Согласно теореме Безу [8] существует единственный полином  $P(x)$  степени меньше  $m$ , являющийся решением уравнения (18). Записав это уравнение в виде

$$P(x) = (1-x)^{-m} - x^m (1-x)^{-m} P(1-x),$$

можно разложить его правую часть в ряд Тейлора. Поскольку  $P(x)$  имеет максимальную степень  $m-1$ , в разложении будут участвовать только  $m$  первых членов. Поэтому решение уравнения (17) будет иметь вид [7]:

$$P(x) = \sum_{i=0}^{m-1} \binom{m-1+i}{i} x^i.$$

Подставив данное решение в (18) и записав вместо аргумента  $x$  выражение  $\sin^2(w/2)$ , получим

$$\check{H}(e^{jw}) H(e^{jw}) = [\cos(w/2)] \sum_{i=0}^{m-1} \binom{m-1+i}{i} \sin^{2i}(w/2). \quad (19)$$

Дальнейший расчет пары биортогональных фильтров заключается в факторизации – выборе степеней гладкости  $\check{k}$  и  $k$  для фильтров декомпозиции  $\check{H}$  и реконструкции  $H$  соответственно и в разделении правой части (19) на две функции. При факторизации (19) комплексные частотные характеристики каждого из двух фильтров  $\check{H}$  и  $H$  имеют свои косинусные члены (при этом обычно выбирают  $\check{k} = k$ ), а сумма квадратов синусов делится на две части.

Поскольку биортогональная пара ЦФ имеет два различных НЧ-фильтра, необходимо решить, какой из них включить в секцию анализа  $\check{H}$ , а какой – в секцию синтеза  $H$  (см. рис. 4). Обычно в секцию синтеза включают ЦФ с более гладкой характеристикой, что приводит к менее заметным ошибкам квантования.

**Пример.** Используя изложенную методику, синтезировать КЗФ на паре биортогональных нерекурсивных линейно-фазовых ЦФ, полагая в формулах (15)  $\check{k} = k = 4$  (при этом  $m = \check{k} + k = 8$ ).

Сумма квадратов синусов в выражении (19) равна

$$1 + 8x^2 + 36x^4 + 120x^6 + 330x^8 + 792x^{10} + 1716x^{12} + 3432x^{14}.$$

Возможны различные варианты факторизации этого полинома и, следовательно, различные варианты фильтров. Кроме тривиального варианта (0, 14) возможны варианты (2, 12), (4, 10) и (6, 8), где цифры в скобках обозначают порядки соответствующих полиномов после факторизации.

С помощью системы Mathcad получено следующее разбиение на два полинома (6, 8):

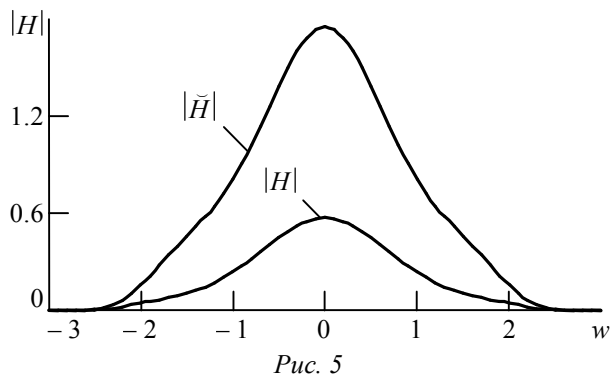


Рис. 5

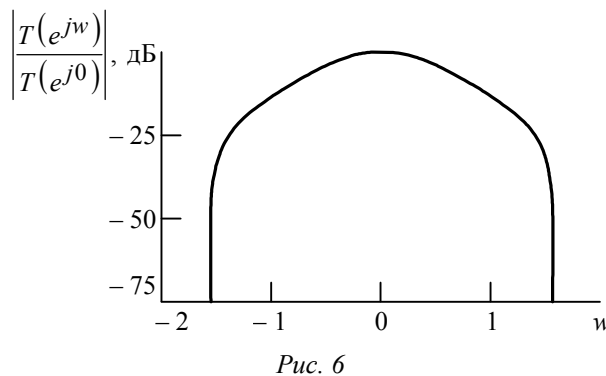


Рис. 6

$$(1.752 + 8.816x^2 + 27.219x^4 + 66.41x^6)(0.571 + 1.694x^2 + 3.156x^4 + 4.658x^6 + 51.679x^8).$$

После факторизации запишем выражения для псевдоАЧХ функций передачи  $\check{H}(e^{jw})$  и  $H(e^{jw})$  (19):

$$\check{H}(e^{jw}) = \cos^8(w/2) [1.752 + 8.816 \sin^4(w/2) + 27.219 \sin^8(w/2) + 66.41 \sin^{12}(w/2)]; \quad (20)$$

$$H(e^{jw}) = \cos^8(w/2) [0.571 + 1.694 \sin^4(w/2) + 3.156 \sin^8(w/2) + 4.658 \sin^{12}(w/2) + 51.679 \sin^{16}(w/2)]. \quad (21)$$

АЧХ фильтров  $\check{H}$  и  $H$ , построенные по формулам (20) и (21) с помощью системы Mathcad, изображены на рис. 5.

По формуле (14) рассчитан модуль функции передачи КЗФ, проведена его нормировка по значению  $T(e^{j0})$ :  $|T(e^{jw})/T(e^{j0})|$ , а также построена логарифмическая АЧХ  $20 \lg |T(e^{jw})/T(e^{j0})|$  (рис. 6).

Из рис. 6 видно, что на частотах  $|w| \geq w_d/4 = \pi/2$  затухание в КЗФ превышает 70 дБ, поэтому применение таких фильтров в многоканальных системах связи с частотным разделением каналов позволяет получить очень малый уровень межканальной интерференции (малый элайзинг). Это обусловлено, во-первых, отсутствием у КЗФ боковых лепестков АЧХ и, во-вторых, большим затуханием в полосах задерживания.

### Список литературы

1. Витязев В. В. Цифровая частотная селекция сигналов. М.: Радио и связь, 1993. 240 с.
2. Умняшкин С. В. Теоретические основы цифровой обработки и представления сигналов: Учеб. пособие. М.: Изд. дом "ФОРУМ": ИНФРА-М, 2008. 304 с.
3. Гадзиковский В. И. Теоретические основы цифровой обработки сигналов. М.: Радио и связь, 2004. 344 с.
4. Азаренков Л., Канатов И., Каплун Д. Методы построения банка цифровых фильтров: конвейерное частотное преобразование и взвешенное перекрывающееся сложение // Современная электроника. 2008. № 3. С. 48–51.
5. Прохис Дж. Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.
6. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Изд. дом "Вильямс", 2004. 1104 с.
7. Воробьев В. И. Грибунин В. Г. Теория и практика вейвлет-преобразования. СПб.: Изд-во ВУС, 1999. 204 с.
8. Смоленцев Н. К. Основы теории вейвлетов. Вейвлеты в MATLAB. М.: ДМК, 2005. 304 с.

V. I. Gadzikovsky  
Ural state technical university – UPI

### Digital filter bank for multi-channel communication with channel frequency separation

*Digital filter bank of bi-orthogonal wavelet transform based quadrature-mirror filter for receiving part of a multichannel digital communication system with channel frequency separation is observed.*

Filter bank, multi-channel communication, wavelet transform, quadrature mirror filter, aliasing

Статья поступила в редакцию 24 июля 2009 г.

УДК 538.3(075.8)

**Б. М. Петров**

Таганрогский технологический институт  
Южного федерального университета

## Волны во вращающемся волноводе. Эффект Саньяка

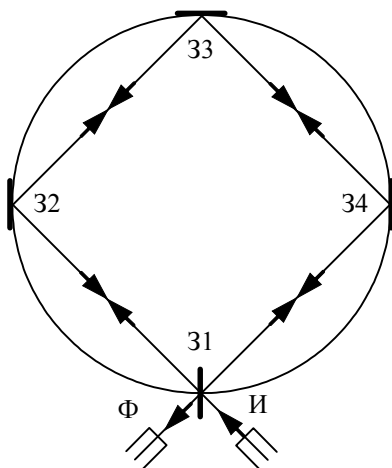
*Приведено решение задачи о возможности существования волны магнитного типа во вращающемся цилиндрическом волноводе. Установлены эффекты зависимости длины волны, фазовой и групповой скоростей распространяющихся парциальных гармоник и независимости фазовой и групповой скоростей переотражающихся в поперечном сечении парциальных гармоник от частоты вращения волновода. Строго определена применяемая для оценки результатов опытов в эффекте Саньяка формула для разности фаз парциальных гармоник.*

### Эффект Саньяка, строгая теория, новые эффекты

Задача о возможности существования направляемых электромагнитных (ЭМ) волн во вращающемся волноводе имеет принципиальное значение для обоснования главных положений электродинамики общей теории относительности (ОТО). Она ставилась в ряде работ, поскольку результаты ее решения необходимы и для объяснения опытов над ЭМ-полями в различного рода интерферометрах [1]–[4], и для расчета лазеров с вращающимися резонаторами [5], [6]. Решения задач получены на основе разного рода допущений, так как ковариантная формулировка уравнений электродинамики либо не применялась [3], [6], либо при ее применении использовались различного рода приближения.

Сложность постановки и решения граничных задач о возможности распространения направляемых ЭМ-волн во вращающихся волноводах связана с тем, что вращающаяся система отсчета (СО) является неинерциальной, центробежные силы и силы Кориолиса в ней влияют на распространяющееся ЭМ-поле, имеющее инертную массу. Поэтому параметры ЭМ-поля во вращающихся и "неподвижных" (инерциальных) системах отсчета различаются.

В опытах Гарреса, Саньяка и Погани (см. рисунок) интерферометр с приборами вращался с постоянной угловой частотой  $\Omega$  вокруг общей оси, а световой пучок распространялся по замкнутой ломаной линии, плоскость которой перпендикулярна оси вращения. Световой луч, выходящий из источника, разделялся на два луча в точке полупрозрачным зеркалом 31, расположенным под углом  $45^\circ$  к направлению распространения пучка. Оба луча в противоположных направлениях проходили по одному и тому же оптическому



пути, получаемому с помощью набора зеркал 32–34 (опыт Саньяка), в стеклянных призмах (опыт Гарреса) или в наполненной водой трубке (опыт Погани) [3], [4], расположенных на вращающемся диске. В опыте Саньяка лучи отражались от зеркал 32–34, расположенных по окружности диска; при этом оптический путь лучей в воздухе имел форму многоугольника, который при увеличении количества зеркал стремился к окружности, лежащей на ограничивающей поверхности, имеющей площадь  $S$ . Источник света И и интерферометр вместе с зеркалами образовывали единую вращающуюся систему. Считалось, что во всех случаях интерференционная установка позволяет методами

классической электродинамики [5] или СТО [3], [4] при малых по сравнению со скоростью света линейных скоростях всех точек диска определить разность времен прохождения одного и того же оптического пути двумя лучами, движущимися в противоположных направлениях. Предполагалось, что для исключения искажений, возникавших от влияния центробежных сил, достаточно было провести два измерения при смене направления вращения. Один из методов измерений состоял в том, что сначала измерялся (с помощью фотографической пластинки Ф) сдвиг фаз между лучами при вращении по часовой стрелке, а затем измерения производились при вращении интерферометра против часовой стрелки.

При постановке опытов проверялась гипотеза остающегося неподвижным и вовлекаемого в движение эфира. Если обозначить через  $v$  скорость движения материи в направлении распространения луча, то в рамках теории об остающемся неподвижным эфире предполагалось возможной распространение ЭМ-энергии в направлении вращения со скоростью  $(v_{\text{ф}} - v)$ , меньшей скорости  $v_{\text{ф}}$  света в среде, заполняющей интерферометр, а в противоположном направлении – со скоростью  $(v_{\text{ф}} + v)$ , большей скорости света. В рамках этой гипотезы в [3], [4] получено выражение для разности времен прохождения лучами одинаковых путей в указанных направлениях:  $\Delta t = 8\pi FS/c^2$ , где  $F = \Omega/2\pi$  – число оборотов интерферометра в секунду.

За счет разности хода ожидалось возникновение разности фаз лучей:

$$\Delta\Phi = \omega_0 \Delta t = 8\pi S \Omega / c \lambda_0, \tag{1}$$

где  $\omega_0$  – частота тока излучающего источника;  $\lambda_0$  – длина волны.

Поскольку при выводе формулы для  $\Delta t$  использованы предположения о возможности существования во вращающемся интерферометре скоростей лучей, больших и меньших скорости света, то расчетное соотношение (1) является некорректным. Указанное допущение привело к появлению длительных дискуссий и различного рода теорий, пытающихся объяснить появление формулы (1) [7], [8].

В настоящей статье на основе строгого решения задачи о возможности существования волн магнитного типа во вращающемся металлическом волноводе получено выражение, уточняющее (1), и изучены новые эффекты зависимости параметров поля от частоты вращения.

**Постановка задачи.** Введем в свободном пространстве инерциальную (декартову) СО  $K'(x', y', z', iv_{\Phi}t) = K'(r', \varphi', z', iv_{\Phi}t) = K'(x^{j'})$  ( $i$  – мнимая единица;  $t$  – время;  $x^{j'} = (x^{1'}, x^{2'}, x^{3'}, x^{0'})$ ,  $x^{\alpha'} = (r', \varphi', z')$ ,  $\alpha' = 1, 2, 3$  – цилиндрические координаты) и покоящуюся в ней точку наблюдения  $P'(x^{\alpha'}, iv_{\Phi}t)$ . Бесконечно длинная металлическая цилиндрическая труба радиуса  $a$ , вдоль оси которой направлена ось  $z'$ , заполненная изотропной однородной линейной средой с диэлектрической и магнитной проницаемостями  $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon'$  и  $\mu = \mu_0 \mu'$  соответственно ( $\varepsilon_0$  и  $\mu_0$  – электрическая и магнитная постоянные соответственно) вращается относительно точки  $P'$  с постоянной угловой частотой  $\Omega = 2\pi F$ . Введем жесткую вращающуюся СО  $K(r, \varphi, z, t) = K(x^j)$  с осью  $z = z'$ , направленной вдоль оси трубы и являющейся осью вращения. Обозначим через  $P(x^j) = P(p^\alpha, t)$  ( $j = 1, 2, 3, 0$ ;  $p^\alpha = p^\alpha(r, \varphi, z)$ ), покоящуюся в СО  $K$  точку наблюдения ЭМ-поля. Параметры  $\varepsilon$ ,  $\mu$  и  $a$  считаем измеренными в СО  $K$ .

Если  $x^\alpha = (r, \varphi, z)$  – цилиндрические координаты, то  $r' = r$ ,  $\varphi' = \varphi + \Omega t$ ;  $z' = z$ . Считаем, что область сторонних источников  $V_{\text{и}}$ , возбуждающих ЭМ-поле на частоте  $\omega_0$ , измеренной во времени  $t$ , расположена при  $z' \rightarrow -\infty$ . Тогда уравнения Максвелла в СО  $K$  однородны при  $p^\alpha \notin V_{\text{и}}$  и для ковариантного вектора напряженности электрического поля в виде  $E_\alpha = (E_1, E_2, E_3) = \mathbf{E}$ , контравариантной бивекторной плотности веса +1 – напряженности магнитного поля  $\hat{H}^{\alpha\beta} = (\hat{H}^{23}, -\hat{H}^{13}, \hat{H}^{12}) = \hat{\mathbf{H}}$ , контравариантной векторной плотности веса +1 – электрической индукции  $\hat{D}^\alpha = (\hat{D}^1, \hat{D}^2, \hat{D}^3) = \hat{\mathbf{D}}$  и ковариантного бивектора магнитной индукции  $B_{\alpha\beta} = (B_{23}, -B_{13}, B_{12}) = \mathbf{B}$  могут быть записаны в трехмерной форме [9]:

$$\text{rot } \hat{\mathbf{H}} = \partial_t \hat{\mathbf{D}}; \text{rot } \mathbf{E} = -\partial_t \mathbf{B}; \text{div } \hat{\mathbf{D}} = 0; \text{div } \mathbf{B} = 0. \quad (2)$$

ЭМ-Поле в СО  $K$ , удовлетворяющее (2), с помощью электрического  $v_e$  и магнитного  $v_m$  потенциалов Дебая разделяется на ЭМ-поле волн электрического типа ( $E$ -волн), для которых  $B_{r\varphi} = r^{-1} B_{12} = 0$ , и ЭМ-поле волн магнитного типа ( $H$ -волн), для которых  $\hat{D}^z = r^{-1} \hat{D}^3 = 0$ . Потенциалы Дебая являются решениями волновых уравнений [9]:

$$L v_{e,m} = 0, \quad (3)$$

где  $L = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left( r \frac{\partial}{\partial r} \right) + \frac{1-\beta^2}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} + \frac{2\beta}{v_{\Phi} r} \frac{\partial^2}{\partial \varphi \partial t} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} - \frac{1}{v_{\Phi}^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2}$  – оператор ( $\beta = \Omega r / v_{\Phi}$ ).

Введя обозначения  $v_m = v$ ,  $W = \sqrt{\mu/\varepsilon}$ , для  $H$ -волн имеем

$$\begin{aligned} E_r &= \frac{\mu}{r} \frac{\partial^2 v}{\partial t \partial \varphi} - W \frac{\partial}{\partial r} (\beta \partial v / \partial r); H_\varphi = \frac{1}{r} \frac{\partial^2 v}{\partial \varphi \partial z}; E_\varphi = \mu \frac{\mu}{r} \frac{\partial^2 v}{\partial t \partial r} - W \frac{\beta}{r} \frac{\partial^2 v}{\partial \varphi \partial r}; \\ B_{rz} &= -\frac{\mu}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left( r \frac{\partial v}{\partial r} \right) - \frac{\mu}{r^2} \frac{\partial^2 v}{\partial \varphi^2}; H_r = \frac{\partial^2 v}{\partial r \partial z}; E_z = -W \beta H_r; H_z = \frac{1-\beta^2}{\mu} B_{r\varphi} + W^{-1} \beta E_r. \end{aligned} \quad (4)$$

В математической модели проводимость стенок трубы считаем идеальной. Тогда на внутренней поверхности цилиндра для ЭМ-поля  $H$ -волн должно выполняться граничное условие [9]:

$$\partial H_z / \partial r |_{r=a} = 0. \quad (5)$$

Составляющие векторов напряженностей и продольная составляющая бивектора магнитной индукции определяются по формулам (4), а потенциал Дебая при  $z \geq 0$  может быть представлен линейной комбинацией элементарных цилиндрических волн в пространстве, соответствующем СО  $K$  [9]:

$$v = e^{i\omega_0 t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n Z_n(\chi r) e^{-in\varphi} e^{-i\chi_n z}, \quad (6)$$

где  $a_n$  – коэффициенты;  $Z_n(\cdot)$  – функция Бесселя или Ханкеля порядка  $n$ ;  $\chi$  – параметр, подлежащий определению;  $\chi_n = \sqrt{k_n^2 - \chi^2}$  – коэффициент распространения волны порядка  $n$  ( $k_n = \omega_n / v_\Phi$ ,  $\omega_n = \omega_0 + n\Omega$ ).

Представим коэффициент распространения в виде суммы действительной и мнимой частей:  $\chi_n = \chi'_n - i\chi''_n$ . Характер волнового процесса в трубе зависит от величин этих частей. В том случае, когда действительная часть – коэффициент фазы положительна ( $\chi'_n > 0$ ), труба является направляющей системой для ЭМ-поля  $H$ -волн. При  $\chi'_n = 0$ ,  $\chi''_n > 0$  волновой процесс в трубе отсутствует, а все составляющие векторов напряженностей ЭМ-поля затухают по экспоненциальному закону с ростом  $z$ ; при  $\chi_n = 0$  происходит переотражение ЭМ-поля между стенками трубы.

Таким образом, необходимо найти решение волнового уравнения (3) при граничном условии (5) и условии распространения волн вдоль направляющей системы.

**Решение задачи.** Потенциал Дебая  $v$  в (6) удовлетворяет уравнению (3), полученному из уравнений Максвелла в ковариантной форме. Учтем, что составляющие векторов напряженностей ЭМ-поля должны иметь конечные значения на оси волновода. При этом условии из (6) имеем

$$v = e^{i\omega_0 t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n J_n(\chi r) e^{-in\varphi} e^{-i\chi_n z}, \quad (7)$$

где  $J_n(\chi r)$  – функция Бесселя.

Определим составляющую  $H_z$  по (4). Подставив выражения для продольной составляющей  $B_{r\varphi}$  и радиальной составляющей  $E_r$  в формулу для  $H_z$  в (4), получим

$$H_z = \frac{1-\beta^2}{\mu} \left[ -\frac{\mu}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left( r \frac{\partial v}{\partial r} \right) - \frac{\mu}{r^2} \frac{\partial^2 v}{\partial \varphi^2} \right] - W^{-1} \beta \left[ \frac{\mu}{r} \frac{\partial^2 v}{\partial t \partial \varphi} + W \frac{\partial}{\partial r} \beta \frac{\partial v}{\partial r} \right]. \quad (8)$$

Из волнового уравнения (3) имеем

$$-\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left( r \frac{\partial v}{\partial r} \right) = \frac{1-\beta^2}{r^2} \frac{\partial^2 v}{\partial \varphi^2} + \frac{2\beta}{v_\Phi r} \frac{\partial^2 v}{\partial t \partial \varphi} + \frac{\partial^2 v}{\partial z^2} - \frac{1}{v_\Phi^2} \frac{\partial^2 v}{\partial t^2}.$$



Подставив это выражение и (7) в правую часть формулы (8) и продифференцировав по  $\varphi$  и  $t$ , получим

$$H_z(r, \varphi, z, t) = e^{i\omega_0 t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n [k_0 k_n - \chi_n^2] e^{-in\varphi} J_n(\chi r) e^{-i\chi_n z}.$$

Граничное условие (5) удовлетворяется, если  $\partial J_n(\chi r)/\partial r|_{r=a} = 0$ . Корнями этого дисперсионного уравнения являются значения  $v_{nm}$ ,  $m = 1, 2, \dots$ . Тогда потенциал Дебая рассматриваемой задачи

$$v(r, \varphi, z, t) = e^{i\omega_0 t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} a_{nm} e^{-in\varphi} J_n(k_{\perp nm} r) e^{-i\chi_{nm} z}, \quad (9)$$

откуда

$$H_z(p) = e^{i\omega_0 t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} a_{nm} A_{nm} e^{-in\varphi} J_n(k_{\perp nm} r) e^{-i\chi_{nm} z}, \quad (10)$$

где  $A_{nm} = k_0 k_n - \chi_{nm}^2$ ;  $k_{\perp nm} = v_{nm}/a$  и  $\chi_{nm}$  – поперечный и продольный коэффициенты распространения азимутальной гармоники соответственно.

Найдем продольный коэффициент распространения  $\chi_{nm}$ . Подставив потенциал Дебая (9) в (3), получим

$$e^{i\omega_0 t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \left[ -k_{\perp nm}^2 + \frac{(\beta n)^2}{r^2} + \frac{2\beta}{v_{\phi} r} n\omega_0 - \chi_{nm}^2 + \frac{\omega_0^2}{v_{\phi}^2} \right] a_{nm} J_n(k_{\perp nm} r) e^{-in\varphi} e^{-i\chi_{nm} z} = 0$$

или после приведения подобных членов

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} [k_n^2 - k_{\perp nm}^2 - \chi_{nm}^2] a_{nm} J_n(k_{\perp nm} r) e^{-in\varphi} e^{-i\chi_{nm} z} = 0.$$

Для существования в трубе ЭМ-поля необходимо выполнение условия  $a_{nm} J_n(k_{\perp nm} r) e^{-in\varphi} e^{-i\chi_{nm} z} \neq 0$ . Тогда  $k_n^2 - k_{\perp nm}^2 - \chi_{nm}^2 = 0$ , откуда  $\chi_{nm} = \sqrt{k_n^2 - k_{\perp nm}^2}$ .

**Анализ решения. Распространяющиеся азимутальные гармоники.** При отсутствии джоулевых потерь критическим значением продольного коэффициента распространения является  $\chi_{nm_{кр}} = 0$ . При этом  $k_{n_{кр}} = k_{\perp nm} = v_{nm}/a$ , т. е. критическое значение  $k_{n_{кр}}$  зависит от номера азимутальной гармоники  $m$ . Обозначим его через  $k_{nm_{кр}} = 2\pi/\lambda_{nm_{кр}}$ , где  $\lambda_{nm_{кр}}$  – критическая длина волны азимутальной гармоники. С другой стороны,  $k_{nm_{кр}} = \omega_{0nm_{кр}}/v_{\phi} + n\Omega/v_{\phi} = 2\pi/\lambda_{0nm_{кр}} + n\Omega/v_{\phi}$ , где  $\omega_{0nm_{кр}}$  и  $\lambda_{0nm_{кр}}$  – критические частота и длина волны генератора соответственно. При этом  $k_{nm_{кр}} = 2\pi/\lambda_{0nm_{кр}} + n\Omega/v_{\phi} = v_{nm}/a$ . Отсюда определим критическую длину волны и ее частоту:  $\lambda_{0nm_{кр}} = 2\pi/(v_{nm} - n\beta_a)$ ;  $\beta_a = \Omega a/v_{\phi}$ ;  $\omega_{0nm_{кр}} = v_{\phi} v_{nm}/a - n\Omega$ .

Поэтому парциальные  $H_{nm}$ -волны, распространяющиеся в направлении возрастающих значений  $z$  и  $\phi$  (т. е. при  $n > 0$  в (9) и в (10)), имеют следующие критические длину волны и частоту:  $\lambda_{0|n|m_{кр}}^+ = 2\pi a / v_{nm} - n\beta_a$ ;  $\omega_{0nm_{кр}}^+ = v_\phi v_{nm} / a - n\Omega$ , а парциальные волны, распространяющиеся вдоль возрастающих значений  $z$ , но при уменьшающихся  $\phi$  (при  $n < 0$ ), имеют следующие критические длину волны и частоту:  $\lambda_{0|n|m_{кр}}^- = 2\pi a / v_{|n|m} + |n|\beta_a$ ,  $\omega_{0nm_{кр}}^- = v_\phi v_{nm} / a + |n|\Omega$ .

Обозначим длину волны в волноводе через  $\lambda_{в nm}$  (при  $\lambda_0 < \lambda_{0nm_{кр}}^\pm$ ). Тогда

$$\lambda_{в nm} = 2\pi / \chi_{nm} = 2\pi / \sqrt{k_n^2 - k_{\perp nm}^2} = \lambda_n / \sqrt{1 - (v_{nm} \lambda_n / 2\pi a)^2}.$$

где  $\lambda_n = v_\phi / f_n$ ;  $f_n = f_0 + nF$ ;  $f_0 = \omega_0 / 2\pi$ ;  $F = \Omega / 2\pi$ .

$$\text{Фазовая скорость } v_{\phi nm} = \omega_n / \chi_{nm} = v_\phi / \sqrt{1 - (k_{\perp nm} / k_n)^2} = v_\phi / \sqrt{1 - (v_{nm} \lambda_n / 2\pi a)^2}.$$

Если определить групповую скорость азимутальных гармоник выражением  $v_{гр nm} = (d\chi_{nm} / d\omega_0)^{-1}$  и учесть, что  $dk_n / d\omega_0 = v_\phi^{-1}$ , то  $v_{гр nm} = v_\phi \sqrt{1 - (v_{nm} \lambda_n / 2\pi a)^2}$ . Поэтому  $v_{гр nm} v_{\phi nm} = v_\phi^2 = c^2 / \epsilon' \mu'$ .

Таким образом, критическая длина волны, длина волны, фазовая и групповая скорости парциальных  $H_{nm}$ -волн, распространяющихся вдоль вращающегося волновода, зависят от частоты его вращения. Гармоники, распространяющиеся по часовой стрелке и против нее, имеют разные длины волн, разные фазовые и групповые скорости в волноводе (причем фазовые скорости больше, а групповые – меньше скорости света).

Вычислим разность фаз  $\Delta\Phi_{nm}$  двух пространственных гармоник, распространяющихся в противоположных относительно орта  $\mathbf{1}_\phi$  направлениях. Считаем, что  $a \gg \lambda_0$ , поэтому  $k_0 a \gg 1$  и длина волны генератора значительно меньше критической длины волны  $H_{nm}$ -типа, т. е.  $\lambda_0 \ll \lambda_{0|n|m_{кр}}^-$ , отсюда  $k_{\perp nm}^2 \ll k_{\pm|n|}^2$  при  $\beta_a = \Omega a / v_\phi \ll 1$ . В этих условиях на длине  $L$  имеем фазовый набег

$$\begin{aligned} \Delta\Phi_{nm} &= (\chi_{+|n|m} - \chi_{-|n|m}) L = \left( \sqrt{k_{|n|}^2 - k_{\perp nm}^2} - \sqrt{k_{-|n|}^2 - k_{\perp nm}^2} \right) L = \\ &= \left\{ k_{|n|} \left[ 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{k_{\perp nm}}{k_{|n|}} \right)^2 \right] - k_{-|n|} \left[ 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{k_{\perp nm}}{k_{-|n|}} \right)^2 \right] \right\} L \approx \frac{\omega_0}{v_\phi} 2\beta_a L = \frac{4\pi a \Omega}{\lambda_0 v_\phi} L. \end{aligned}$$

Если задать длину  $L$  равной длине окружности волновода, т. е.  $L = 2\pi a$ , то эта формула совпадает с формулой (1).

**Нераспространяющиеся пространственные "волны". Парциальные волны.** В условиях опытов Гарреса, Саньяка и Погани и др. пространство, в котором распространялась волна, ограничено цилиндром, однако ЭМ-поле вдоль оси цилиндра не распространялось (перенос ЭМ-энергии вдоль трубы был исключен). Таким образом, труба использо-

валась как "запредельный" волновод. В данном случае  $\lambda_0 > \lambda_{0nm_{кр}}^-$ , поэтому  $\chi_{nm} = -i\chi_{nm}''$ ,

где  $\chi_{nm}'' = \sqrt{k_{\perp nm}^2 - k_n^2}$ , причем амплитуды продольных составляющих вектора  $H_{z nm}$  в соответствии с (10) определены как  $H_{z nm}(p) = e^{i\omega_0 t} a_{nm} A_{nm} e^{-im\varphi} J_n(k_{\perp nm} r) e^{-\chi_{nm}'' z}$ .

Они затухают вдоль оси  $z$  по экспоненциальному закону. Наибольшими по амплитуде являются азимутальные гармоники с индексами  $n = N$  и  $m = M$ , соответствующими критическому случаю  $\chi_{nm}'' = \sqrt{k_{\perp nm}^2 - k_n^2} = 0$ , при котором  $\exp(-\chi_{nm}'' z) = 1$ , т. е. при

$$k_N = k_{\perp NM}. \quad (11)$$

Определим сдвиг фаз полей парциальных волн. Выражение (11) означает, что коэффициент распространения в поперечном направлении  $k_{\perp NM}^+$  парциальных азимутальных гармоник с индексом  $n = |N|$  равен  $k_N^+$ , а коэффициент распространения парциальных азимутальных гармоник с отрицательным индексом  $n = -|N|$  равен  $k_{\perp |N| M}^- = k_{-|N|}^-$ . Волны парциальных азимутальных гармоник с положительным и с отрицательным индексами при проходе в поперечном направлении пути длиной  $L$  получают разность фаз

$$\Delta\Phi_N = Lk_{|N|}^+ - Lk_{-|N|}^- = (L/v_\phi)(\omega_{|N|} - \omega_{-|N|}) = (L/v_\phi)2|N|\Omega.$$

Для парциальных волн, падающих в поперечной плоскости на поверхность цилиндра под углом к нормали в точке падения, мало отличающимся от  $\pi/2$ , имеем  $L \approx 2\pi a$ . Поэтому

$$\Delta\Phi_{N \max} = (4\pi a/v_\phi)|N|\Omega, \quad (12)$$

причем при вращениях трубы по часовой стрелке и против нее разность фаз имеет разный знак. Определим значение  $|N|$ , соответствующее критическому случаю. Из (11) имеем  $k_N = k_{0_{кр}} + N\Omega/v_\phi$ , где  $k_{0_{кр}} = (\omega_0/v_\phi)_{кр}$ . Тогда  $k_{0_{кр}}^\pm = v_{nm}/a \mp |N|\Omega/v_\phi$ . Умножив это выражение на  $a$ , получим  $(k_0 a)_{кр}^\pm = v_{nm} \mp |N|\beta_a$ . При  $|n| = |N| \gg 1$  приближенным значением первого корня  $v_{n1}$  является [10]:  $v_{n1} \approx n + 0.8086n^{1/3}$ . Подставив это значение в предыдущее выражение, получим уравнение для определения  $N$ :  $|N| + 0.8086n^{1/3} \mp |N|\beta_a \approx k_0 a$ . В первом приближении при  $k_0 a \gg 1$ ,  $\beta_a \ll 1$  получим  $|N| \approx k_0 a$ . Подставив это значение в (12) и обозначив  $\pi a^2 = S_0$ , имеем  $\Delta\Phi_{N \max} \approx [8\pi S_0/(v_\phi \lambda_0)]\Omega$ .

Определим второе приближение индекса  $|N|$ . Аргумент функции Бесселя  $J_n(k_{\perp nm} a)$  в (10) в критическом случае при  $r = a$  равен  $k_{\perp NM} a$ . Асимптотическое значение этой функции на уровне  $\kappa$  определяется при  $|N| \gg 1$ ,  $k_{\perp NM} a \gg 1$  выражением  $|N| = v_\kappa k_{\perp NM} a = v_\kappa (k_0 a + N\beta_a)$ , откуда получим  $|N| = v_\kappa k_0 a / (1 - v_\kappa \beta_a)$ , причем коэффициент  $v_\kappa > 1$  [9]. Подставив значение  $|N|$  в (12), получим

$$\Delta\Phi_{N \max} = v_k \left\{ 8\pi S_0 / \left[ (1 - v_k \beta_a) v_\phi \lambda_0 \right] \right\} \Omega.$$

Это значение разности фаз больше вычисляемого по формуле (1). Оно согласуется с результатами опытов Мачека и Девиса, полученными с помощью вращающихся лазеров [11]. На основании изложенного можно сделать следующие выводы.

В случае распространяющихся вдоль волновода  $H_{nm}$ -волн все параметры ЭМ-поля (критическая длина волны, длина волны, фазовая и групповая скорости) зависят от его частоты вращения, так как на ЭМ-поле, переносящее энергию вдоль волновода, влияют возникающие из-за вращения трубы гравитационные силы в виде центробежных сил и сил Кориолиса.

ЭМ-Поле нераспространяющихся пространственных гармоник представляет собой наложение парциальных волн, переотражающихся между стенками трубы и имеющих поперечный коэффициент фазы, зависящий от частоты вращения трубы, что приводит к фазовому сдвигу между этими волнами.

Задача о вращающемся интерферометре в настоящей статье решена строго на основе электродинамики. Это решение дало возможность количественно описать ЭМ-явления во вращающихся волноводах и установить зависимости параметров ЭМ-поля от частоты вращения. Результаты, изложенные в настоящей статье, получены без использования понятия эфира или некорректных предположений о скорости распространения ЭМ-поля.

### Список литературы

1. Vildiz A., Tang G. H. Electromagnetic cavity resonances in accelerated systems // Phys. rev. 1966. Vol. 146, № 4. P. 2100–2111.
2. Post E. J., Vildiz A. Cavity resonances in accelerated systems. // Phys. rev. let. 1965. Vol. 15, № 5. P. 410–416.
3. Зоммерфельд А. Оптика. М.: Иностран. лит., 1953. 486 с.
4. Вавилов С. И. Собрание сочинений. Т. 4: Экспериментальные основания теории относительности. М.: Изд-во АН СССР, 1956. 470 с.
5. Белоногов А. М. Электромагнитные колебания в объемном резонаторе во вращающейся системе отсчета // ЖЭТФ. 1969. Т. 39. Вып. 7. С. 1170–1176.
6. Хромых А. М. Кольцевой генератор во вращающейся системе отсчета // ЖЭТФ. 1966. Т. 50. Вып. 1. С. 716–721.
7. Логунов А. А., Чугреев Ю. В. Специальная теория относительности и эффект Саньяка // Успехи физ. наук. 1988. Т. 156. Вып. 1. С. 137–143.
8. Закачкиков А. И. Возвращение эфира. М.: Изд-во «Компания "Спутник+"», 2001. 228 с.
9. Петров Б. М. Прикладная электродинамика вращающихся тел. М.: Горячая линия – Телеком, 2009. 288 с.
10. Янке Е., Эмде Ф., Леш Ф. Специальные функции. 2-е изд. М.: Наука. 1968. 344 с.
11. Masek W. M., Devis D. T., jr. Rotating note sensing with traveling – wave ring lasers // Appl. phys. let. 1963. Vol. 2. P. 67–68.

*B. M. Petrov*

*Taganrog technological institute of South federal university*

### **Waves in the rotating waveguide. Sagnac effect**

*Problem of an occurrence of magnetic wave in the rotating cylindrical is solved. Effects of wave-length, phase and envelope velocities of propagating partial harmonics dependence on rotating frequency of waveguide and effects of phase and envelope velocities of re-reflected in the transverse section partial harmonics independence on rotating frequency of waveguide are found out. A strictly valid formula for the phase difference between partial harmonics with a view to estimation of Sagnac experiments results is determined.*

Sagnac effect, rigorous theory, new effects

Статья поступила в редакцию 13 августа 2009 г.

УДК 621.373.52

М. П. Савченко

Балтийская государственная академия рыбопромыслового флота

## Стационарный режим и флуктуации в автогенераторе на транзисторно-емкостном двухполюснике с отрицательным сопротивлением

*Предложен метод расчета режимных и флуктуационных характеристик автогенератора с произвольной колебательной системой на основе транзисторно-емкостного активного двухполюсника с отрицательным сопротивлением. Возможности метода проиллюстрированы графическим способом решения уравнений с использованием годографов активной и пассивной частей автогенератора. Получены формулы для расчета отношения "шум/сигнал".*

### Транзисторный автогенератор, флуктуации, двухполюсник с отрицательным сопротивлением, отношение "шум/сигнал"

Создание автогенераторов (АГ) с низким уровнем шумов и широкими пределами перестройки частоты представляет актуальную задачу. В диапазонах метровых и дециметровых волн часто применяется схема АГ на биполярном транзисторе с контуром между коллектором и базой. Свойства диапазонных АГ во многом определяются свойствами колебательных систем. Поэтому при анализе такого генератора его удобно представить, как это показано на высокочастотной эквивалентной схеме (рис. 1), в виде двух параллельно соединенных в точках 1 и 2 двухполюсников [1], [2], один из которых является колебательной системой (КС), а другой – активным двухполюсником (АД) с отрицательным сопротивлением, содержащим транзистор и необходимые для его работы элементы эмиттерного автосмещения  $R_э$ ,  $C_э$  и конденсаторы обратной связи  $C_1$ ,  $C_2$ . На рис. 1 также обозначены:  $u$ ,  $u_1$ ,  $u_2$  – переменные напряжения и  $i$ ,  $i_э$ ,  $i_к$  – переменные составляющие токов КС, эмиттера и коллектора соответственно.

В [2], [3] показано, что АД в случае воздействия гармонического напряжения  $u$  с комплексной амплитудой  $\dot{U}$  и частотой  $\omega_0$  может быть замещен схемой на рис. 2, где  $C_{КП}$  – пассивная составляющая емкости коллекторного перехода;  $\dot{Y}_{АД}(\omega_0, U)$  – комплексная проводимость нелинейного транзисторно-емкостного активного (ТЕА) двухполюсника;  $\dot{I}_{АДш}$  – приведенный к зажимам двухполюсника источник шумового тока;  $\dot{I}_{C_{КП}}$ ,  $\dot{I}_C$ ,  $\dot{I}_{АД}$ ,  $\dot{I}$  – комплексные амплитуды первых гармоник токов через емкость  $C_{КП}$ , последовательно соединенные емкости  $C_1$  и  $C_2$ , а также тока ТЕА-двухполюсника и полного тока АД соответственно.

Подобный подход позволяет методом годографов не только анализировать АГ, но и по известным характеристикам двухполюсников синтезировать генератор с заданными

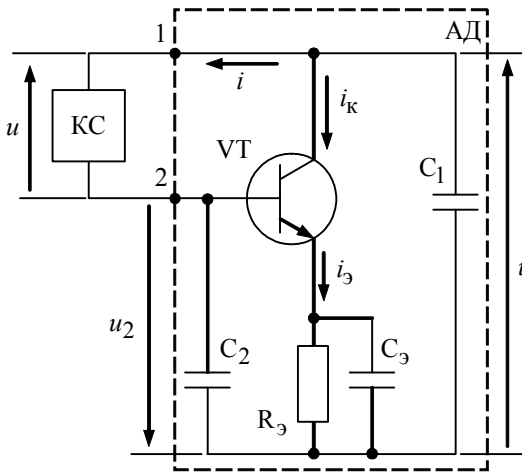


Рис.1

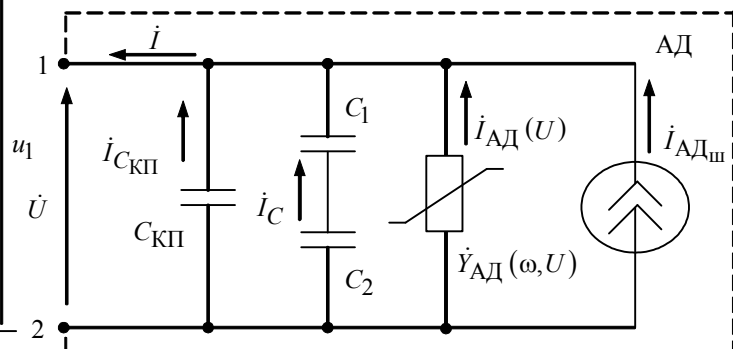


Рис.2

свойствами. Годографы различных КС рассмотрены в [4], [5]. Метод расчета ТЕА-двухполюсника и результаты исследования зависимости его иммитансных характеристик от рабочей частоты, режима работы транзистора и параметров элементов схемы приведены в [2]. Метод расчета спектральных составляющих  $\dot{I}_{АДш}$  и результаты выполненного на его основе исследования шумовых свойств ТЕА-двухполюсника изложены в [3].

Цель настоящей статьи – предложить метод расчета режимных и флуктуационных характеристик автогенератора с произвольной КС на основе ТЕА-двухполюсника с отрицательным сопротивлением.

При рассмотрении АГ будем полагать, как и в [2], [3], что добротность КС достаточно высока, падение напряжения на емкости  $C_2$  от высших гармоник тока мало по сравнению с падением напряжения от первой гармоники и напряжения  $u(t)$ ,  $u_1(t)$ ,  $u_2(t)$  на рис. 1 близки к гармоническим. Эти допущения позволяют воспользоваться для анализа АГ результатами работ [2], [3] и применить метод символических укороченных уравнений С. И. Евтянова [6], [7]. Составим укороченные символические уравнения автогенератора на ТЕА-двухполюснике с учетом источников шума [6], [8], [9].

Рассмотрим обобщенную схему АГ, (рис. 3), где  $\tilde{y}_{П}(p)$  – проводимость узкополосной линейной КС;  $p = d/dt$  – дифференциальный оператор [8];  $u(t)$ ,  $i_{П}(t)$  – мгновенное напряжение на КС и мгновенный протекающий через нее ток соответственно;

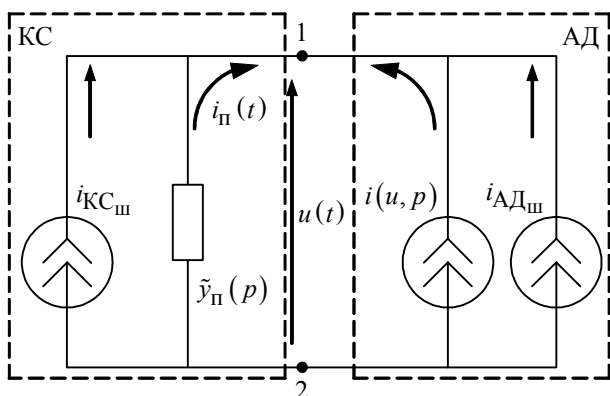


Рис.3

$i(u, p)$  – мгновенный ток активного двухполюсника, зависящий как от  $u(t)$ , так и от линейных преобразований  $u(t)$ , определяемых функциями от  $p$ ;  $i_{КСш}$ ,  $i_{АДш}$  – независимые источники приведенных шумовых токов КС и активного двухполюсника соответственно. Составим уравнение для узла 1 на рис. 3 на основании закона Кирхгофа:

$$\tilde{y}_{П}(p)u(t) + i(u, p) + i_{КСш} + i_{АДш} = 0$$

Пусть генератор является одночастотным и колебания  $u(t)$  близки к гармоническим. Тогда приближенное решение уравнения (1) найдем в виде

$$u(t) = \operatorname{Re}[\dot{U}e^{j\omega t}], \quad (2)$$

где  $\dot{U} = Ue^{j\varphi_U}$ , причем  $U(t)$  и  $\varphi_U(t)$  – медленно меняющиеся в переходных режимах амплитуда и фаза колебаний;  $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$  ( $\omega_0$  – собственная частота КС;  $\Delta\omega$  – поправка на частоту в стационарном режиме). Величина  $\Delta\omega/\omega_0$  имеет тот же порядок малости, что и затухание колебательной системы  $\delta = 1/Q_K$  ( $Q_K$  – добротность КС).

Разделим переменные в экспоненциальном множителе (2):

$$u(t) = \operatorname{Re}[(\dot{U}e^{j\Delta\omega t})e^{j\omega_0 t}]. \quad (3)$$

КС АГ более узкополосна, чем АД. Поэтому в токе  $i(u, p)$  можно учитывать только первую гармонику и считать, что вблизи  $\omega_0$  ее комплексная амплитуда  $\dot{I}(\omega_0, U)$  не меняется с изменением  $\Delta\omega$ , а зависит лишь от  $\omega_0$  и  $U$  [2]. Это позволит при решении уравнения (1) с точностью до поправок порядка  $\delta$  [6] представить ток АД в виде

$$i(p, u) = i(\omega_0, u) = \operatorname{Re}[\dot{I}(\omega_0, U)e^{j\Delta\omega t}e^{j\omega_0 t}]. \quad (4)$$

Учитывая узкополосность КС, будем полагать, что на АГ воздействуют только те составляющие шумовых токов  $i_{КСш}$ ,  $i_{АДш}$ , спектры которых расположены в окрестности  $\omega$ . Представим приведенные шумовые токи в виде

$$i_{КСш} = \operatorname{Re}[(\dot{I}_{КСш}e^{j\Delta\omega t})e^{j\omega_0 t}], \quad (5)$$

$$i_{АДш} = \operatorname{Re}[(\dot{I}_{АДш}e^{j\Delta\omega t})e^{j\omega_0 t}], \quad (6)$$

где  $\dot{I}_{КСш}$ ,  $\dot{I}_{АДш}$  – случайные комплексные амплитуды.

Подставив выражения (3)–(6) в (1) и применив теорему смещения, получим

$$\tilde{y}_n(p + j\omega_0)\dot{U}e^{j\Delta\omega t} + \dot{I}(\omega_0, U)e^{j\Delta\omega t} + (\dot{I}_{АДш} + \dot{I}_{КСш})e^{j\Delta\omega t} = 0, \quad (7)$$

где  $\tilde{y}_n(p + j\omega_0)$  – полная проводимость КС.

С точностью до малых величин порядка  $\delta$ , в (7) можно заменить полную проводимость  $\tilde{y}_n(p + j\omega_0)$  укороченной  $\tilde{Y}(p)$  [6], [9]. Преобразовав (7) с повторным применением теоремы смещения, получим укороченное уравнение:

$$\tilde{Y}(p + j\Delta\omega_0)\dot{U} + \dot{I}(\omega_0, U) + \dot{I}_ш = 0, \quad (8)$$

где  $\dot{I}_ш = \dot{I}_{АДш} + \dot{I}_{КСш}$ .

Введем комплексную проводимость нелинейного АД по первой гармонике [4]:

$$\dot{Y}(\omega_0, U) = \dot{I}(\omega_0, U)/\dot{U}, \quad (9)$$

и перепишем (8) в виде

$$[\tilde{Y}(p + j\Delta\omega_0) + \dot{Y}(\omega_0, U)]\dot{U} + \dot{I}_ш = 0. \quad (10)$$

Данному уравнению соответствует эквивалентная схема АГ на рис. 4, а. Применительно к рассматриваемому АГ (см. рис. 1) под проводимостью (9) следует подразумевать проводимость АД (см. рис. 2) [2], [3]. Тогда уравнение (10) примет вид

$$\left[ \tilde{Y}(p + j\Delta\omega_0) + j\omega_0(C_{кп} + C_{12}) + \dot{Y}_{АД}(\omega_0, U) \right] \dot{U} + \dot{I}_{ш} = 0, \quad (11)$$

где  $C_{12} = C_1 C_1 / (C_1 + C_2)$ .

Отнесем емкости  $C_{кп}$  и  $C_{12}$  к внешней КС. Полученный таким образом пассивный двухполюсник назовем полной КС (ПКС). Ее проводимость будет

$$\begin{aligned} \dot{Y}_{п}(p + j\Delta\omega_0) &= \\ &= j\Delta\omega_0(C_{кп} + C_{12}) + \tilde{Y}(p + j\Delta\omega_0). \end{aligned} \quad (12)$$

В (12) и далее под  $\omega_0$  и  $Q_k$  следует понимать собственную частоту и добротность

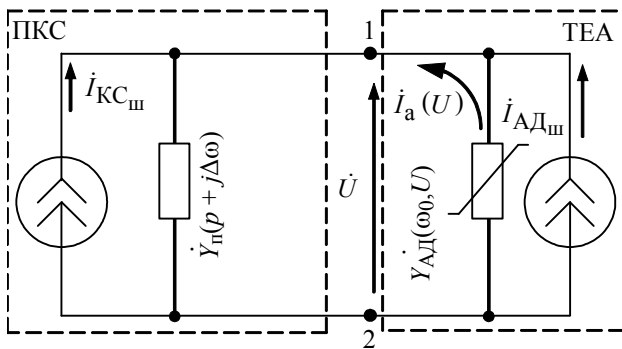
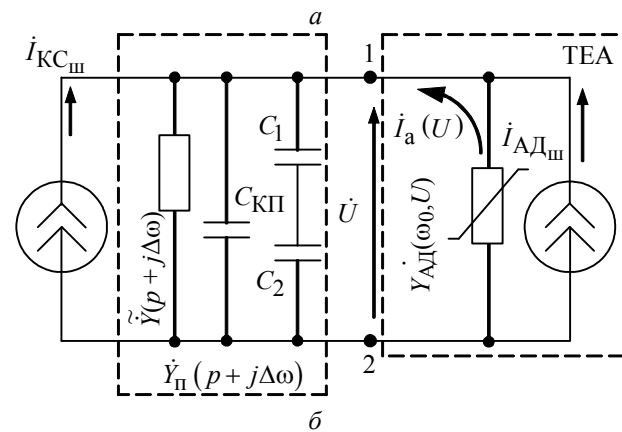
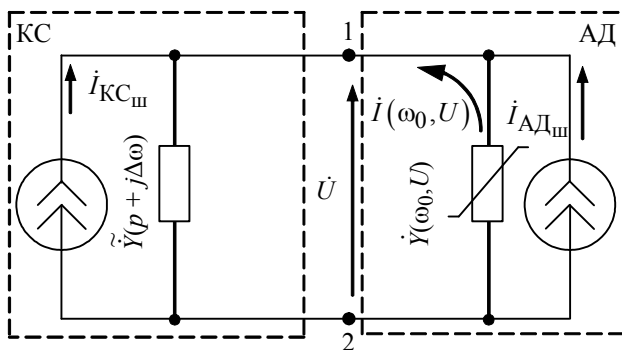


Рис. 4

ПКС. Поскольку к внешней высокодобротной КС добавлены только реактивные элементы, не вносящие затухания, то ПКС будет также высокодобротной и узкополосной.

Выражение (12) позволяет записать уравнение (11) в виде

$$\left[ \dot{Y}_{п}(p + j\Delta\omega_0) + \dot{Y}_{АД}(\omega_0, U) \right] \dot{U} + \dot{I}_{ш} = 0. \quad (13)$$

Обобщенные эквивалентные схемы, соответствующие уравнениям (11) и (13), представлены на рис. 4, б, в. Ток  $\dot{I}_{АДш}$  на рис. 4 является приведенным шумовым током ТЕА-двухполюсника [3], учитывающим источники естественных шумов транзистора и реакцию безынерционных цепей автосмещения.

Как отмечено в [2], практические расчеты функций  $\dot{Y}_{АД}(\omega_0, U)$  и  $\dot{I}_{АД}(\omega_0, U)$  удобно проводить в параметрической форме, используя в качестве независимой переменной высокочастотный угол отсечки  $\theta$ . При использовании в уравнении (13) вместо  $\dot{Y}_{АД}(\omega_0, U)$  выражений  $\dot{Y}_{АД}(\omega_0, \theta)$  будем подразумевать, что (13) дополнено уравнением, связывающим амплитуду колебания  $U$  с  $\theta$ , т. е. соотношением для  $U(\theta)$  [2].



Таким образом, получены укороченные символические уравнения АГ с произвольной линейной одночастотной колебательной системой (13), позволяющие с использованием характеристик ТЕА-двухполюсника найти стационарный режим и переходные процессы в АГ при наличии источников шума.

Найдем уравнения, описывающие работу АГ в установившемся режиме в отсутствие возмущающего воздействия шумовых токов  $\dot{I}_{КСш}$  и  $\dot{I}_{АДш}$ . Будем полагать, что амплитуда и частота колебаний постоянны:

$$\dot{U} = U_0 = \text{const}; \omega = \omega_0 = \text{const}. \tag{14}$$

Уравнение стационарного режима получим из (13), полагая в силу (14)  $p = 0$ :

$$\dot{Y}_{\Pi}(j\Delta\omega) + \dot{Y}_{АД}(\omega_0, U) = 0 \tag{15}$$

или

$$\dot{Y}_{\Pi}(j\Delta\omega)U_0 + \dot{I}_{а0} = 0, \tag{16}$$

где  $\dot{I}_{а0} = \dot{Y}_{АД}(\omega_0, U_0)U_0$  – ток ТЕА-двухполюсника в стационарном режиме.

Представим укороченную комплексную проводимость ПКС  $\dot{Y}_{\Pi}(j\Delta\omega)$  в виде суммы вещественной и мнимой составляющих:

$$\dot{Y}_{\Pi}(j\Delta\omega) = G_{\Pi}(\Delta\omega) + jB_{\Pi}(\Delta\omega). \tag{17}$$

Подставив (17) и выражение для  $\dot{Y}_{АД}$  из [2] в (15) и приравняв вещественные и мнимые части, получим два укороченных уравнения:

$$G_{\Pi}(\Delta\omega) + G_{а0} = 0; B_{\Pi}(\Delta\omega) + B_{а0} = 0; \tag{18}$$

где  $G_{а0} = G_{АД}(\omega_0, \theta_0)$ ;  $B_{а0} = B_{АД}(\omega_0, \theta_0)$ ;  $\theta_0$  – высокочастотный угол отсечки в стационарном режиме. Из них определяются угол отсечки и поправка на частоту колебаний АГ  $\Delta\omega$ . По известному углу отсечки с помощью выражений из [2] находится амплитуда колебаний.

При решении уравнений (18) удобно пользоваться распространенными графическими методами, в частности, методом годографов [4], [7], [10], в котором амплитуда и частота колебаний АГ в стационарном режиме находятся по точкам пересечения годографов ТЕА-двухполюсника и ПКС, построенных на комплексной плоскости (рис. 5, где в качестве примера штриховыми линиями построены годографы некоторой ПКС  $-\dot{Y}_{\Pi1}(j\Delta\omega)$  и  $-\dot{Y}_{\Pi2}(j\Delta\omega)$  для двух

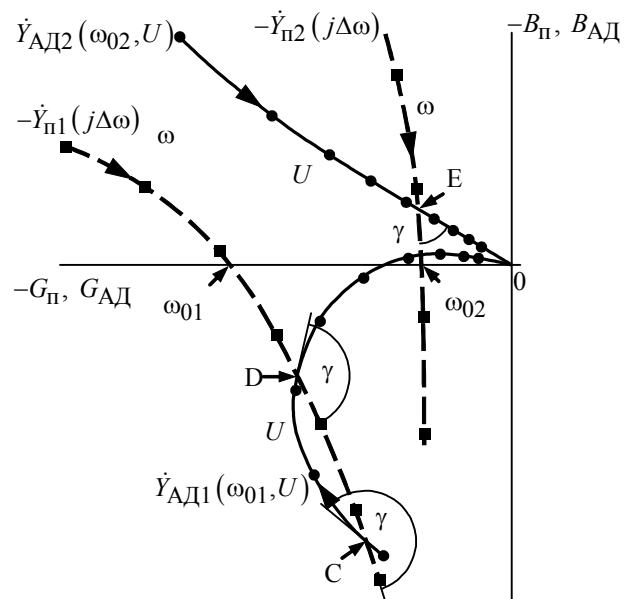


Рис. 5

собственных частот  $\omega_{01}$  и  $\omega_{02}$ <sup>1</sup>, а сплошными линиями – годографы ТЕА-двухполюсника  $\dot{Y}_{АД1}(\omega_{01}, U)$ ,  $\dot{Y}_{АД2}(\omega_{02}, U)$  для этих частот). Стрелки на годографах ПКС указывают направление роста частоты  $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ , а на годографах ТЕА – роста амплитуды  $U$ . Маркеры на годографах ТЕА размещены через равные приращения  $U$ . Годографы ТЕА заканчиваются в точке, в которой  $U = 0$ , т. е.  $\theta = 180^\circ$ . Для многих ПКС точка пересечения годографа с вещественной осью, в которой мнимая составляющая  $B_{\Pi}(\Delta\omega) = 0$ , совпадает с точкой резонанса или близка к ней, поэтому на рис. 5 они обозначены как  $\omega_{01}$  и  $\omega_{02}$ .

Годографы  $-\dot{Y}_{\Pi1}(j\Delta\omega)$  и  $\dot{Y}_{АД1}(\omega_{01}, U)$  пересекаются в двух точках С, D, а  $-\dot{Y}_{\Pi2}(j\Delta\omega)$  и  $\dot{Y}_{АД2}(\omega_{02}, U)$  – в одной точке Е. Поэтому уравнения (18) для первой пары годографов имеют два решения:  $\Delta\omega_{01C}$ ,  $U_{01C}$  и  $\Delta\omega_{01D}$ ,  $U_{01D}$ , для второй – одно:  $\Delta\omega_{02E}$ ,  $U_{02E}$ .

Стационарный режим в АГ с инерционным ТЕА-двухполюсником при расположении годографов в левой полуплоскости будет устойчивым, если в точке пересечения выполняются условия [7]:

$$0^\circ < \gamma < 180^\circ; \quad (19)$$

$$\partial(-G_{АД})/\partial U < 0; \quad (20)$$

$$\partial(-B_{\Pi})/\partial\omega < 0, \quad (21)$$

где  $\gamma$  – угол, отсчитываемый по часовой стрелке от вектора  $U$  касательной к годографу  $\dot{Y}_{АД}(\omega_0, U)$  до вектора  $\omega$  касательной к годографу  $\dot{Y}_{\Pi}(j\Delta\omega)$  в точке пересечения годографов. Условие (19) называется условием статической устойчивости, (20) – амплитудной устойчивости, а (21) – фазовой (частотной) устойчивости. На рис. 5 точка С является неустойчивой, так как нарушены условия (19) и (20), поэтому режим самовозбуждения АГ с годографами  $-\dot{Y}_{\Pi1}(j\Delta\omega)$  и  $\dot{Y}_{АД1}(\omega_{01}, U)$  будет жестким.

Об амплитуде колебаний в некоторых случаях можно качественно судить по значению угла отсечки  $\theta$  в точке решения: чем он меньше, тем больше  $U$ . В рассматриваемом примере  $U_{01C} < U_{01D}$ , но утверждать, что  $U_{01D} < U_{02E}$  нельзя, так как высокочастотные коэффициенты разложения импульсов тока  $\dot{\Gamma}_n(\theta)$ , используемые для вычисления амплитуд гармоник тока транзистора при кусочно-линейной аппроксимации ВАХ, с ростом частоты уменьшаются [9].

При использовании тригонометрического представления укороченных проводимостей ТЕА  $\dot{Y}_{АД}(\omega_0, \theta) = Y_{АД} e^{j\varphi_{АД}}$  [ $\varphi_{АД} = \arctg(B_{АД}/G_{АД})$ ] и  $\dot{Y}_{\Pi}(j\Delta\omega) = Y_{\Pi} e^{j\varphi_{\Pi}}$ , где  $Y_{\Pi} = \sqrt{G_{\Pi}^2(\Delta\omega) + B_{\Pi}^2(\Delta\omega)}$ ;  $\varphi_{\Pi} = \arctg[B_{\Pi}(\Delta\omega)/G_{\Pi}(\Delta\omega)]$  из уравнения (15) с учетом выражений из [2] получим известные [7], [9] уравнения баланса модулей и фаз в стационарном режиме:

<sup>1</sup> В рассматриваемом случае  $\omega_{01} < \omega_{02}$ . ПКС перестраивается посредством изменения управляющих емкости или индуктивности.

$zS_3\Gamma_1(\theta_0) = 1$ ;  $\varphi_{AD} - \varphi_{\Pi} = \pi$ . Здесь  $z = (q/p_6) [K_{U_0}/Y_{\Pi}(\Delta\omega)]$  – символическое укороченное управляющее сопротивление;  $S_3$  – модуль крутизны кусочно-линейно аппроксимированной характеристики тока эмиттера транзистора;  $\Gamma_1(\theta_0)$  – модуль высокочастотного коэффициента разложения импульсов тока по первой гармонике;  $\dot{q} = p_6 [p_k - 1/(1 + \dot{\beta})]$  – обобщенный параметр связи транзистора с внешней цепью ( $p_6 = C_1/(C_1 + C_2)$ );  $p_k = 1 - p_6$ ;  $\dot{\beta}$  – комплексный коэффициент усиления тока транзистора в схеме с общим эмиттером);  $K_{U_0} = U_2/U_0$  – модуль коэффициента передачи напряжения  $U$  на базу транзистора в стационарном режиме.

Таким образом, получены уравнения стационарного режима АГ на основе ТЕА-двух-полюсника для произвольной колебательной системы.

Определим влияние источников шума на амплитуду и фазу колебаний в АГ. Наличие шумовых токов  $\dot{I}_{ADш}$  и  $\dot{I}_{КСш}$  вызывают флуктуационные приращения к стационарным значениям амплитуд напряжения  $U$  и тока  $\dot{I}_{AD}(U)$  и их фаз. Решение уравнения (13) с учетом шумового воздействия найдем в виде

$$\dot{U} = (U_0 + U_{\Phi}) e^{j\psi_{\Phi}}, \quad (22)$$

где  $U_0$  – модуль амплитуды первой гармоники напряжения в стационарном режиме;  $U_{\Phi}$  – флуктуационное приращение амплитуды напряжения;  $\psi_{\Phi}$  – флуктуационное приращение фазы напряжения на контуре. Считая флуктуации амплитуды и фазы малыми ( $\sqrt{U_{\Phi}^2} \ll U_0$ ;  $\sqrt{\psi_{\Phi}^2} \ll 1$ ), представим (22) в виде [5]:

$$\dot{U} = U_0 (1 + m_{\Phi} + j\psi_{\Phi}), \quad (23)$$

где  $m_{\Phi} = U_{\Phi}/U_0$ .

Флуктуации амплитуды напряжения  $\dot{U}$  вызывают флуктуации проводимости нешумящего ТЕА-двухполюсника  $\dot{Y}_{AD}(\omega, U)$ , что приведет к флуктуациям тока  $\dot{I}_{AD}(U)$ . Найдем их. Линеаризировав зависимость  $\dot{Y}_{AD}(\omega, U)$  в окрестности стационарного значения амплитуды и приняв во внимание, что  $\Delta\omega_0 \ll \omega_0$  [10], получим

$$\dot{Y}_{AD}(\omega_0, U_0 + U_{\Phi}) = \dot{Y}_{AD}(\omega_0, U_0) + \left[ d\dot{Y}_{AD}/dU \right]_{U_0} U_{\Phi}. \quad (24)$$

Подставив в (24) выражение  $\dot{Y}_{AD}(\omega_0, U) = Y_{AD} e^{j\varphi_{AD}}$  и учитывая, что  $\dot{Y}_{AD}(\omega_0, U_0) = \dot{Y}_{a0}$ , придем к следующему выражению:

$$\dot{Y}_{AD} = \dot{Y}_{a0} \left\{ 1 + \left[ d\dot{Y}_{AD}/dU \right]_{U_0} (U_{\Phi}/\dot{Y}_{a0}) + j \left[ d\varphi_{AD}/dU \right]_{U_0} U_{\Phi} \right\}. \quad (25)$$

Умножив (25) на (23) и опустив малые члены порядков  $m_{\Phi}^2$  и  $\psi_{\Phi}^2$ , получим

$$\dot{I}_{AD}(U) = \dot{I}_{a0} \left[ 1 + (1 + \sigma_Y) m_{\Phi} + j\psi_{\Phi} + j\sigma_{\Phi} m_{\Phi} \right], \quad (26)$$

где  $\dot{I}_{AD} = I_{a0} e^{j\varphi_{a0}}$  – комплексная амплитуда первой гармоники тока ТЕА-двухполюсника в стационарном режиме;  $\sigma_Y = \left[ (dY_{AD}/dU)/(Y_{a0}/U_0) \right]_{U_0} = \sigma_G (G_{a0}/Y_{a0})^2 + \sigma_B (B_{a0}/Y_{a0})^2$ ;

$\sigma_\varphi = (d\varphi_{AD}/dU)_{U_0} U_0 = \sigma_B (G_{a0} B_{a0}/Y_{a0}^2)$ , причем

$$\sigma_G = \left[ (dG_a/dU)/(G_{a0}/U_0) \right]_{U_0}, \quad \sigma_B = \left[ (dB_a/dU)/(B_{a0}/U_0) \right]_{U_0}.$$

При записи флуктуационных уравнений удобно использовать следующее представление  $\dot{Y}_\Pi$ :

$$\dot{Y}_\Pi(p + j\Delta\omega) = \dot{Y}_\Pi(j\Delta\omega) \left[ pT_Q/W(p) + 1 \right], \quad (27)$$

где  $T_Q = 2Q_k/\omega_0$  – постоянная времени ПКС;

$$W(p) = pT_Q \frac{\dot{Y}_\Pi(j\Delta\omega)}{\dot{Y}_\Pi(p + j\Delta\omega) - \dot{Y}_\Pi(j\Delta\omega)}$$

– комплексный символический оператор.

Подставив (25)–(27) в (13) и учтя уравнение стационарного режима (16), получим флуктуационное уравнение в комплексной форме:

$$\left[ pT_Q/W(p) \right] (1 + m_\varphi + j\psi_\varphi) - (\sigma_Y + j\sigma_\varphi) m_\varphi = (\dot{I}_{AD_{ш}}/\dot{I}_{a0}) + (\dot{I}_{KC_{ш}}/\dot{I}_{a0}). \quad (28)$$

Представим шумовые токи  $\dot{I}_{AD_{ш}}$  и  $\dot{I}_{KC_{ш}}$  суммами составляющих, синфазных с первой гармоникой тока активного элемента  $\dot{I}_{a0}$  ( $I_{AD_{||}}$  и  $I_{KC_{||}}$  соответственно), и квадратурных с ней ( $I_{AD_{\perp}}$  и  $I_{KC_{\perp}}$ ) [8], [3]:  $\dot{I}_{AD_{ш}} = (I_{AD_{||}} + jI_{AD_{\perp}}) e^{j\varphi_{a0}}$ ;  $\dot{I}_{KC_{ш}} = (I_{KC_{||}} + jI_{KC_{\perp}}) e^{j\varphi_{a0}}$ .  $I_{AD_{||}}$ ,  $I_{AD_{\perp}}$ ,  $I_{KC_{||}}$  и  $I_{KC_{\perp}}$  – случайные процессы с энергетическими спектрами  $S_{AD_{||}}$ ,  $S_{AD_{\perp}}$ ,  $S_{KC_{||}}$  и  $S_{KC_{\perp}}$  соответственно. Спектры  $S_{AD_{||}}$ ,  $S_{AD_{\perp}}$  определены и исследованы в [3]. Шум колебательной системы полагаем стационарным. В этом случае взаимный спектр составляющих  $I_{KC_{||}}$  и  $I_{KC_{\perp}}$  можно не рассматривать, так как он равен нулю [11], [8].

Приравняв в уравнении (28) вещественные и мнимые части, получим систему уравнений для относительных флуктуаций амплитуды и фазы напряжения на контуре:

$$\begin{cases} m_\varphi = \left\{ 1/[pT_Q - \sigma_m(p)] \right\} \left[ W_B(p)\mu_{||\Sigma} - W_{MH}(p)\mu_{\perp\Sigma} \right]; \\ pT_Q\psi_\varphi = \sigma_\psi(p)m_\varphi + W_B(p)\mu_{||\Sigma} + W_{MH}(p)\mu_{\perp\Sigma}, \end{cases} \quad (29)$$

где  $\sigma_m(p) = \sigma_Y W_B(p) - \sigma_\varphi W_{MH}(p)$ ;  $\sigma_\psi(p) = \sigma_Y W_{MH}(p) + \sigma_\varphi W_B(p)$ ;  $W_B(p) = \text{Re}[W(p)]$ ,  $W_{MH}(p) = \text{Im}[W(p)]$  – вещественная и мнимая составляющие оператора  $W(p)$  соответственно;  $\mu_{||\Sigma} = \mu_{AD_{||}} + \mu_{KC_{||}}$ ;  $\mu_{\perp\Sigma} = \mu_{AD_{\perp}} + \mu_{KC_{\perp}}$ , причем  $\mu_{KC_{||}} = I_{KC_{||}}/I_{a0}$ ;  $\mu_{KC_{\perp}} = I_{KC_{\perp}}/I_{a0}$ .

Характеристическое уравнение  $pT_Q - \sigma_Y W_B(p) + \sigma_\varphi W_{MH}(p) = 0$  в общем случае имеет порядок выше первого, однако первый порядок оно имеет в АГ с одиночным контуром.

Систему (29) можно записать следующим образом:

$$\begin{cases} m_{\Phi} = \frac{W_B(p)}{pT_Q - \sigma_m(p)} \mu_{\parallel\Sigma} - \frac{W_{MH}(p)}{pT_Q - \sigma_m(p)} \mu_{\perp\Sigma}; \\ pT_Q \Psi_{\Phi} = \frac{pT_Q W_{MH} + \sigma_{\Phi} W^2}{pT_Q - \sigma_m(p)} \mu_{\parallel\Sigma} + \frac{pT_Q W_B - \sigma_Y W^2}{pT_Q - \sigma_m(p)} \mu_{\perp\Sigma}, \end{cases} \quad (30)$$

где  $W^2 = W_B^2 + W_{MH}^2$ .

На основе (30), руководствуясь [12], получим выражения для энергетических спектров относительных амплитудных и фазовых флуктуаций напряжения на контуре:

$$S_m(\Omega) = D_{\parallel} (S_{AD_{\parallel}} + S_{KC_{\parallel\mu}}) + D_{\perp} (S_{AD_{\perp}} + S_{KC_{\perp\mu}}) - 2D_{\parallel,\perp} S_{AD_{\parallel,\perp}}; \quad (31)$$

$$S_{\Psi}(\Omega) = \frac{H_{\parallel}}{\Omega^2 T_Q^2} (S_{AD_{\parallel}} + S_{KC_{\parallel\mu}}) + \frac{H_{\perp}}{\Omega^2 T_Q^2} (S_{AD_{\perp}} + S_{KC_{\perp\mu}}) - \frac{2H_{\parallel,\perp}}{\Omega^2 T_Q^2} S_{AD_{\parallel,\perp}}, \quad (32)$$

где  $\Omega$  – смещение частоты анализа флуктуаций относительно частоты колебаний АГ;

$$D_{\parallel} = |W_B(j\Omega)|^2 / |j\Omega T_Q - \sigma_m(j\Omega)|^2, \quad S_{KC_{\parallel\mu}} = S_{KC_{\parallel}} / I_{a0}^2;$$

$$D_{\perp} = |W_{MH}(j\Omega)|^2 / |j\Omega T_Q - \sigma_m(j\Omega)|^2; \quad S_{KC_{\perp\mu}} = S_{KC_{\perp}} / I_{a0}^2;$$

$D_{\parallel,\perp} = \sqrt{D_{\parallel} D_{\perp}}$ ,  $S_{a_{\parallel,\perp}}$  – взаимный спектр относительных синфазной и квадратурной составляющих приведенного шумового тока ТЕА-двухполюсника;

$$H_{\parallel} = \left| \frac{j\Omega T_Q W_{MH}(j\Omega) + \sigma_{\Phi} |W(j\Omega)|^2}{j\Omega T_Q - \sigma_m(j\Omega)} \right|^2, \quad H_{\perp} = \left| \frac{j\Omega T_Q W_B(j\Omega) - \sigma_{\Phi} |W(j\Omega)|^2}{j\Omega T_Q - \sigma_m(j\Omega)} \right|^2;$$

$$H_{\parallel,\perp} = \sqrt{H_{\parallel} H_{\perp}}.$$

Источник шумового тока ТЕА-двухполюсника можно рассматривать как линейно преобразованный к его зажимам выходной источник шума биполярного транзистора, исследование которого проведено в [3], где показано, что во всей области рабочих частот и углов отсечки корреляция между синфазной и квадратурной составляющими спектра мала и при расчетах флуктуаций в усилителях и АГ может не учитываться. Поэтому при рассмотрении практических схем АГ будем в (31), (32) полагать  $S_{AD_{\parallel,\perp}} = 0$ .

Выражения (31), (32) позволяют рассчитать отношение "шум/сигнал" (ш/с) в спектре автогенератора. Как следует из [8], при отстройках  $\Omega$  от центра спектральной линии  $\omega_0$ , в несколько раз больших ширины линии, можно использовать формулу

$$S_U(\Omega) / (0.5U^2) = 0.5S_m(\Omega) + 0.5S_{\Psi}(\Omega) - \text{Im} S_{m\Psi}(\Omega),$$

где  $S_{m\Psi}(\Omega)$  – поправка к спектральной плотности из-за взаимной корреляции  $m_{\Phi}$  и  $\Psi_{\Phi}$ .

Там же показано, что при отстройках от  $\omega_0$ , существенно меньших полосы контура АГ, основной вклад в выходное отношение ш/с АГ дают фазовые (частотные) флуктуации, т. е. при  $\Omega \ll 1/T_Q$   $S_U(\Omega)/0.5U^2 \approx 0.5S_\Psi(\Omega)$ .

При отстройках порядка полосы контура и больше вклады амплитудных и фазовых шумов соизмеримы и их соотношение зависит от особенностей конкретной схемы.

Отсутствие в настоящей статье конкретных выражений для оператора  $W(p)$  не позволяет высказать какие-либо суждения по минимизации шумов АГ. Однако следует иметь в виду, что в методе годографов об изменениях флуктуаций качественно судят по углу пересечения линий активного прибора и КС [13]. Если  $\gamma \neq 90^\circ$ , то флуктуации амплитуды колебаний преобразуются во флуктуации фазы, и наоборот. Эти преобразования увеличивают уровень флуктуаций тем сильнее, чем ближе  $\gamma$  к  $0^\circ$  или  $180^\circ$ . Поэтому для оценки поведения шумов в АГ при изменении режима работы транзистора или перестройке КС следует обращать внимание на изменения взаимного положения касательных векторов к годографам в точке стационарного режима. Для уменьшения шумов АГ нужно создавать такие условия, при которых годографы ТЕА и ПКС пересекаются под прямым углом.

В настоящей статье получены уравнения стационарного режима и флуктуационные уравнения АГ с произвольной одночастотной КС, построенного на транзисторно-емкостном АД с отрицательным сопротивлением. Показано, что уравнения стационарного режима можно привести к известному виду уравнений АГ с символическим укороченным управляющим сопротивлением. Возможности предложенного метода расчета характеристик АГ проиллюстрированы графическим способом решения уравнений с использованием годографов активной и пассивной частей АГ. Получены выражения для расчета энергетических спектров флуктуаций и отношения ш/с.

Автор выражает искреннюю благодарность профессору МЭИ Кулешову В. Н. за ценные предложения при обсуждении материалов настоящей статьи.

### Список литературы

1. Радиопередающие устройства / М. В. Балакирев, Ю. С. Вохмяков, А. В. Журиков и др.; под ред. О. А. Челнокова. М.: Радио и связь, 1982. 256 с.
2. Савченко М. П. Активный нелинейный двухполюсник с отрицательным сопротивлением на основе биполярного транзистора // Радиотехника. 2008. № 2. С. 74–84.
3. Савченко М. П. Шумовые характеристики двухполюсника с отрицательным сопротивлением на основе биполярного транзистора // Радиотехника. 2009. № 4. С. 34–40.
4. Kurokawa K. Some basic characteristics of broadband negative resistance oscillator circuits // Bell syst. tech. J. 1969. Vol. 48, № 6. P. 1937–1957.
5. Семенов К. А. Анализ линейных электрических цепей методом круговых диаграмм. Л.: Энергия, 1979. 112 с. (Библиотека по радиоэлектронике. Вып. 64.)
6. Евтянов С. И. О связи укороченных уравнений с символическими // Радиотехника. 1946. Т. 1, № 1. С. 68–79.
7. Богачев В. М., Смольский С. М. Исследование автоколебательных систем методом символических укороченных уравнений: Учеб. пособие по курсу "Теория колебаний" / МЭИ. М., 1980. 95 с.
8. Жалуд В., Кулешов В. Н. Шумы в полупроводниковых устройствах / под ред. А. К. Нарышкина. М.: Сов. радио, 1977. 416 с.
9. Капранов М. В., Кулешов В. Н., Уткин Г. М. Теория колебаний в радиотехнике: Учеб. пособие для вузов. М.: Наука, 1984. 320 с.

10. Котельников В. А., Николаев А. М. Основы радиотехники: учебник для вузов. Ч. 2. М.: Связьиздат, 1954. 308 с.
11. Малахов А. Н. Флуктуации в автоколебательных системах. М.: Наука, 1968. 660 с.
12. Рытов С. М. Введение в статистическую радиофизику: Учебник для вузов: в 2 ч. 2-е изд. Ч. 1. Случайные процессы. М.: Наука, 1976. 496 с.
13. Курокава К. Принудительная синхронизация твердотельных СВЧ-генераторов // ТИИЭР. 1973. Т. 61, № 10. С. 12–40.

*M. P. Savchenko*  
*The Baltic state academy of fishery fleet*

### **The stationary mode and fluctuation in the oscillator on one-port circuit with negative resistance based on bipolar transistor and two capacities**

*Method of calculation regime and fluctuation characteristics of the oscillator with any oscillatory system based on an active one-port circuit with negative resistance on bipolar transistor and two capacities is offered. Method opportunities are illustrated by graphic way of the equations decision with use hodographs of the oscillator active and passive parts. Formulas for noise/signal ratio calculation are received.*

Transistor oscillator, fluctuations, one-port circuit with negative resistance, noise/signal ratio

Статья поступила в редакцию 10 июня 2009 г.

УДК 621.37

**М. И. Богачев**  
*Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ"*

**К вопросу о прогнозируемости выбросов динамических рядов с фрактальными свойствами при использовании информации о линейной и о нелинейной составляющих долговременной зависимости<sup>4</sup>**

*Рассмотрена задача прогнозирования выбросов динамических рядов с фрактальными свойствами над заданным порогом для двух классов случайных процессов с долговременной зависимостью. К первому классу относятся монофрактальные динамические ряды, формируемые при помощи спектрального преобразования и отражающие только линейную составляющую долговременной зависимости процесса, порождаемого анализируемой сложной системой. К второму классу относятся мультифрактальные динамические ряды, формируемые при помощи мультипликативного каскада, способные отражать также и нелинейную составляющую долговременной зависимости.*

**Прогнозирование динамики, долговременная зависимость, монофрактальные модели, мультифрактальные модели**

В последние 10–15 лет было показано, что динамические ряды с фрактальными свойствами порождаются целым рядом разнородных сложных систем, в частности, большими телекоммуникационными сетями (ТКС) в части динамики совокупного трафика при много-

<sup>4</sup> Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках ФЦП "Научные и научно-педагогические кадры инновационной России на 2009–2013 годы" (государственный контракт № П702 от 12.08.2009).

пользовательском доступе [1], [2], физиологическими системами в части различных автономно регулируемых ритмов (например, сердечного ритма [3]), в экономических [4], в климатических [5], [6] и во многих других системах. Можно выделить два основных класса фрактальных динамических рядов, применяемых при описании случайных процессов, формируемых сложными системами [7]. К первому классу относятся монофрактальные динамические ряды, представленные формируемыми при помощи спектрального преобразования динамическими рядами и отражающие только линейную составляющую долговременной зависимости процесса, порождаемого анализируемой сложной системой. К второму классу относятся мультифрактальные динамические ряды, представленные формируемыми при помощи мультипликативного каскада динамическими рядами, способные отражать также и нелинейную составляющую долговременной зависимости. Данные классы моделей используют, соответственно, различный объем информации о долговременной зависимости отсчетов динамического ряда, что может влиять на качество прогнозирования [8]. С другой стороны, указанное увеличение объема используемой информации требует вовлечения дополнительных вычислительных ресурсов, что не всегда оправдано с точки зрения получаемого результата. Кроме того, не всегда оправдано использование информации о долговременной зависимости. В частности в работе [9], было показано, что при прогнозировании динамики трафика в больших ТКС при условии квазистационарности трафика на временном интервале анализа при использовании информации о кратковременной зависимости (за последние две минуты) с применением метода распознавания образа предиктора удается достичь результатов прогнозирования не хуже, чем при использовании долговременной зависимости. Актуальность использования информации о кратковременной и долговременной зависимостях, а соответственно, и оптимального выбора метода прогнозирования определяется свойствами динамического ряда.

Настоящая статья посвящена вопросу выбора оптимальной тактики прогнозирования при использовании линейной и нелинейной составляющих долговременной зависимости, а также кратковременной зависимости, в динамических рядах с фрактальными свойствами, порождаемых сложными системами.

В статье рассмотрено шесть примеров динамических рядов: три для монофрактального и три для мультифрактального случаев<sup>5</sup>. Для синтеза монофрактальных данных использован метод спектрального преобразования [7], [10], заключающийся в том, что исходная последовательность независимых отсчетов переводится в частотное представление при помощи преобразования Фурье, которое умножается на  $f^{\Delta H/2}$  ( $\Delta H = H' - H$ ,  $H'$  – требуемый показатель Хёрста,  $H = 0.5$  – показатель Хёрста для исходной последовательности) и затем возвращается во временное представление обратным преобразованием Фурье. Для синтеза мультифрактальных данных использован алгоритм мультипликативного каскада, состоящий в умножении каждого значения реализации, начиная с  $x_1^{(0)} = 1$ , на  $\xi$ -й итерации на множите-

---

<sup>5</sup> Поскольку понятия и свойства моно- и мультифрактальности применительно к динамическим рядам детально освещены в литературе (см., например, [1], [7], [8]), определения и свойства таких рядов в настоящей статье не приводятся.



ли  $m_{2l-1}^{(\xi)}$  и  $m_{2l}^{(\xi)}$ ,  $l = \overline{1, \xi}$ , представляющие выборку из совокупности независимых одинаково распределенных случайных величин, с удвоением объема выборки на каждой итерации [11]. Варьируя параметры распределения значений множителей  $m_l$ , можно изменять значения обобщенных показателей Хёрста [12]. Для предварительной оценки статистических характеристик сформированных динамических рядов использовался метод мультифрактального анализа с исключением тренда (MF-DFA), предложенный в работе [13].

На рис. 1 приведены флуктуационные функции  $F_q(s)$  рассмотренных рядов ( $s$  – масштабный коэффициент). Для фрактальных процессов в широком диапазоне значений аргумента  $F_q(s) \sim s^{H(q)}$ , где  $H(q)$  – обобщенный показатель Хёрста порядка  $q$ . При этом основной показатель Хёрста  $H(2)$ , характеризующий линейную связь между отсчетами динамического ряда, для стационарных фрактальных динамических рядов связан с автокорреляционной функцией ряда соотношением  $R(\tau) \sim \tau^{-\gamma}$ ,  $\gamma = 2 - 2H(2)$  [7].

Показатель Хёрста для монофрактальных динамических рядов составлял  $H = 0.6$ ,  $0.8$  и  $0.98$  (рис. 1, *a–в* соответственно). Мультифрактальные динамические ряды представлены тремя примерами. Для первого ряда показатель Хёрста составлял  $H = 0.5$ , что характерно для отсутствия линейной составляющей связи между отсчетами динамического ряда. При этом зависимость носит чисто нелинейный характер (см. рис. 1, *з*). Два других примера соответствуют значениям  $H = 0.8$  и  $0.98$  (см. рис. 1, *д, е* соответственно).

Для прогнозирования выбросов динамического ряда свыше некоторого заранее за-

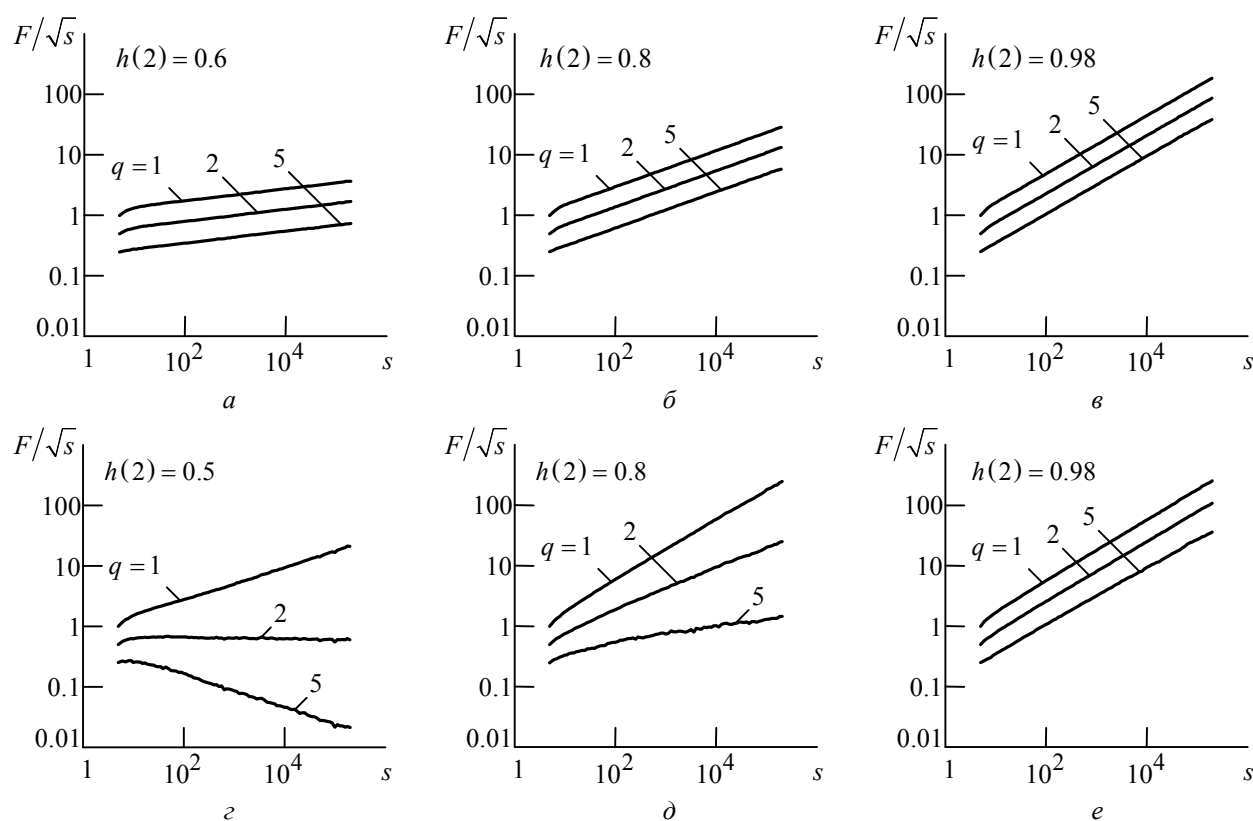


Рис. 1

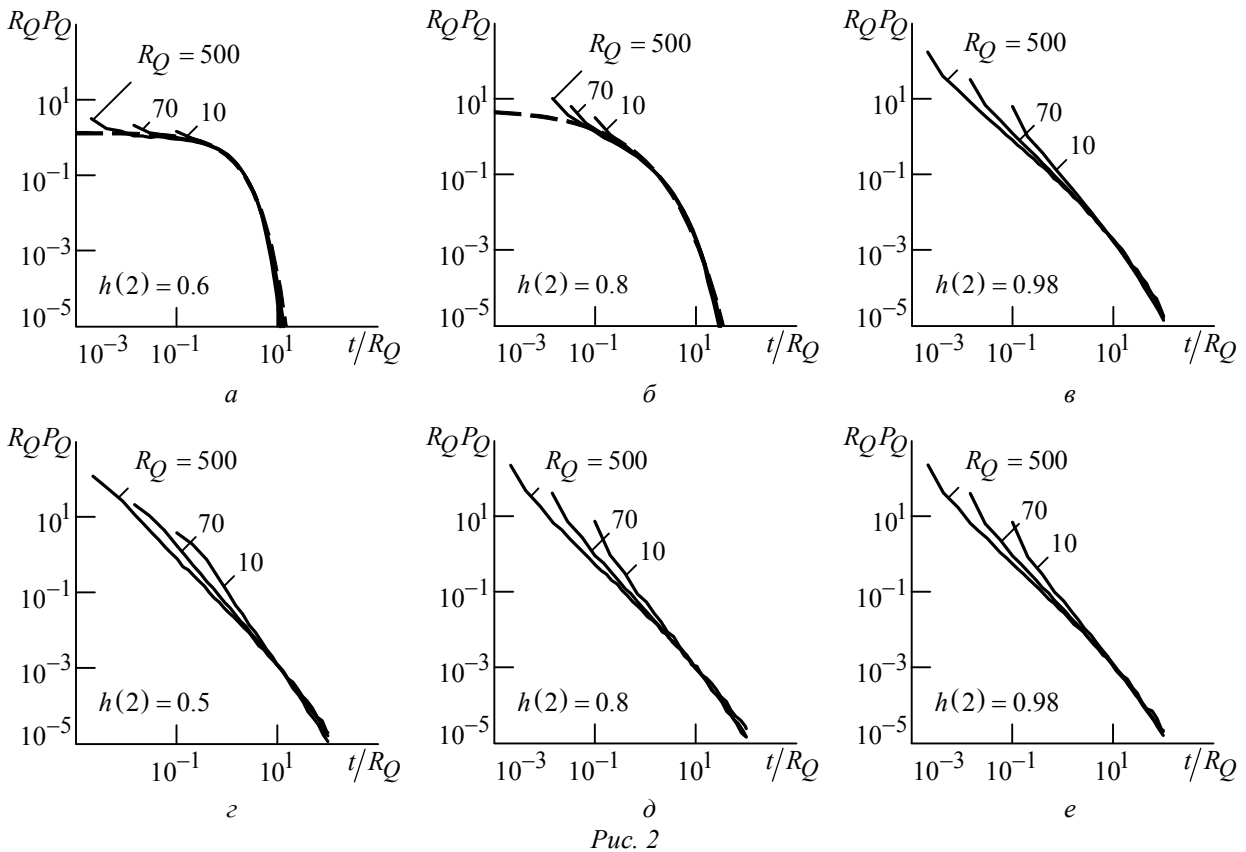


Рис. 2

данного значения  $Q$  важно распределение значений временных интервалов между отдельными событиями, характеризуемое обычно плотностью вероятности интервалов  $P_Q(t)$ . Вид этого распределения варьируется от экспоненциального для случая независимых отсчетов (когда выбросы формируют пуассоновский поток) и растянутого экспоненциального для монофрактальных динамических рядов до степенного для мультифрактальных динамических рядов [8], [11], [12]. Полученные плотности распределения вероятностей  $P_Q(t)$  для синтезированных динамических рядов приведены на рис. 2<sup>6</sup>.

Важной характеристикой при прогнозировании является оценка вероятности  $W(t, \Delta t)$  одно- или многократного превышения значением случайного процесса фиксированного порога  $Q$  в течение интервала  $\Delta t$  (начиная с текущего момента), которая может быть выражена через плотность распределения интервалов  $P_Q(t)$  между превышениями порога  $Q$ :

$$W(t, \Delta t) = \frac{\int_t^{t+\Delta t} P_Q(r) dr}{\int_t^\infty P_Q(r) dr} = \frac{C_Q(t+\Delta t) - C_Q(t)}{1 - C_Q(t)} \approx \frac{P_Q(t) \Delta t}{1 - C_Q(t)}, \quad (1)$$

<sup>6</sup> В целях сравнения зависимостей для различных рядов на рис. 2 выполнена нормировка осей абсцисс и ординат на среднее значение интервала между превышениями порога  $R_Q$ .

где  $t$  – время, прошедшее с момента предыдущего превышения порога;  $C_Q(t) = \int_{-\infty}^t P_Q(r) dr$

– функция распределения интервалов времени между превышениями порога.

Аппроксимация правым выражением в (1) выполняется при условии  $\Delta t \ll t$  и в некоторых случаях позволяет получить аналитическое выражение для  $W(t, \Delta t)$ . В частности при анализе совокупного трафика в узлах и каналах больших ТКС, когда  $P_Q(t)$  можно приближенно описать обобщенным гамма-распределением<sup>7</sup> [9], представляющим собой обобщение распределения Эрланга, широко используемого в теории массового обслуживания, зависимость  $W(t, \Delta t)$  представляет собой степенную функцию, как было показано в [14]. Степенной характер также может быть показан аналитически для широкого класса мультифрактальных данных, синтезированных методом мультипликативного каскада [11], [12]. Поскольку указанные аппроксимации базируются на ряде исходных приближений и могут не учитывать некоторые особенности, в частности ограничения  $W(t, \Delta t) \leq 1$ ,  $\lim_{t \rightarrow 0} W(t, \Delta t) = 0$ , уточнение реального диапазона значений аргументов, в которых выполняются требуемые приближения, может быть осуществлено с помощью математического моделирования. Полученные таким образом результаты для  $\Delta t = 1$  приведены на рис. 3.

Из рис. 3 видно, что для всех шести рассмотренных примеров удовлетворительное качество аппроксимации в широком диапазоне значений аргумента  $t$  может быть получено при использовании степенной зависимости  $W(t) \sim t^{-\varepsilon}$ , что подтверждает полученные ранее аналитические результаты. Наряду с этим следует отметить, что при одинаковых значениях показателя Хёрста  $h(2)$ , характеризующего линейную составляющую зависимости между отсчетами анализируемого динамического ряда, зависимость  $W(t)$  носит более выраженный характер для мультифрактальных данных, чем для монофрактальных, за исключением случая  $h(2) \rightarrow 1$ . Кроме того, для мультифрактальных данных, характеризующихся  $h(2) = 0.5$  (т. е. некоррелированных), эта зависимость наиболее выражена среди всех рассмотренных случаев и в широком диапазоне значений аргумента  $t$  характеризуется выражением  $W(t) \sim 1/t$ . Указанные обстоятельства свидетельствуют о значительном вкладе нелинейных составляющих долговременной зависимости отсчетов динамического ряда в распределение интервалов между моментами возникновения его выбросов и, следовательно, о возможности прогнозирования таких выбросов.

Оценим прогнозируемость выбросов рассматриваемых динамических рядов, сравнив два подхода к прогнозированию, подробно изложенных в работах [8], [9].

Первый подход использует только информацию о кратковременной зависимости, анализируя предиктор  $y_{n,k} = y_{n-k}, y_{n-k+1}, \dots, y_{n-1}$ , состоящий из  $k$  отсчетов динамического ряда  $y_n$ , непосредственно предшествующих ожидаемому моменту выброса  $y_n > Q$ .

<sup>7</sup> На рис. 2 аппроксимация показана штриховыми кривыми.

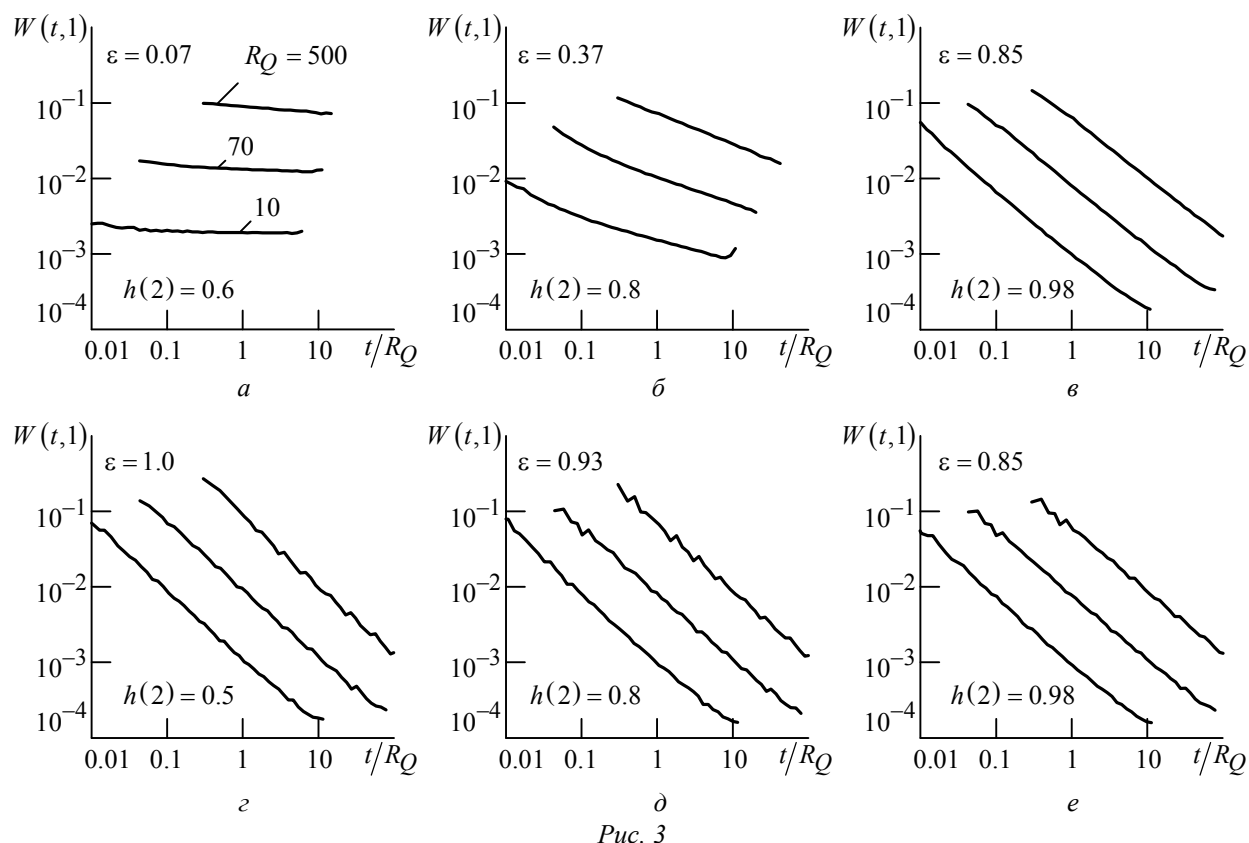


Рис. 3

На первом этапе производится обучение с использованием обучающей выборки анализируемого динамического ряда, в ходе которого рассматриваются все последовательности  $y_{n,k} = y_{n-k}, y_{n-k+1}, \dots, y_{n-1}$  длительностью  $k$  по всем доступным реализациям динамического ряда (в скользящем окне) и оценивается условная вероятность  $P(y_n > Q | y_{n,k})$  превышения заданного порога  $Q$  в момент времени  $n$ , следующий непосредственно за последовательностью  $y_{n,k}$ . На втором этапе на основании полученных в момент времени  $y_{n-1}$  данных о предикторе  $y_{n,k}$  выброса в момент времени  $y_n$  выдается полученная на обучающей выборке оценка вероятности превышения порога  $P(y_n > Q | y_{n,k})$  [9].

Второй подход базируется на использовании долговременной зависимости за счет оценки вероятности выброса, полученной из выражения (1) для  $W(t,1)$ <sup>8</sup> [8]. В обоих случаях эффективность прогнозирования определяется рабочей характеристикой  $D(\alpha)$  ( $D, \alpha$  – вероятности правильного и ложного прогнозирования выброса соответственно) при сравнении полученных оценок вероятности выбросов (выступающих здесь в роли решающих статистик) с изменяемым решающим порогом  $Q_{\text{п}}$ . Поскольку функции  $W(t,1)$  и

<sup>8</sup> Несмотря на то, что для построения рабочей характеристики обычно используется оценка вероятности  $W(t,1)$ , конкретная форма этой функции не имеет значения, так как вся информация содержится во времени  $t$ , истекшем после последнего выброса. Следовательно, рабочая характеристика не изменится, если в качестве решающей статистики будет использована любая монотонно убывающая функция  $t$ , требуется лишь корректный выбор диапазона решающих пороговых значений в соответствии с областью значений используемой решающей статистики.

$P(y_n > Q | y_{n,k})$  являются оценками вероятности и ограничены в интервале  $[0;1]$ , значения решающего порога  $Q_{\Pi}$  достаточно варьировать в этом интервале.

На рис. 4 приведены рабочие характеристики для трех рассмотренных случаев монофрактальных данных при трех значениях порогов  $Q$ , характеризующих средними интервалами между выбросами  $R_Q$ , равными 10, 70 и 500. При прогнозировании на основании информации только о кратковременных предикторах выбросов полученные результаты (на рис. 4 показаны сплошными линиями) для  $k = 2, 3, 4$  практически не различались. Это можно объяснить тем фактом, что в монофрактальных данных представлена только линейная зависимость между отсчетами, которая в полной мере отражена уже при значении  $k = 2$ . Результаты прогнозирования на основании зависимости (1) представлены штрихпунктирной линией. Сравнение со штриховыми линиями, соответствующими динамическому ряду с независимыми отсчетами ( $D = \alpha$ ), где прогнозирование невозможно, позволяет оценить влияние прогнозирования.

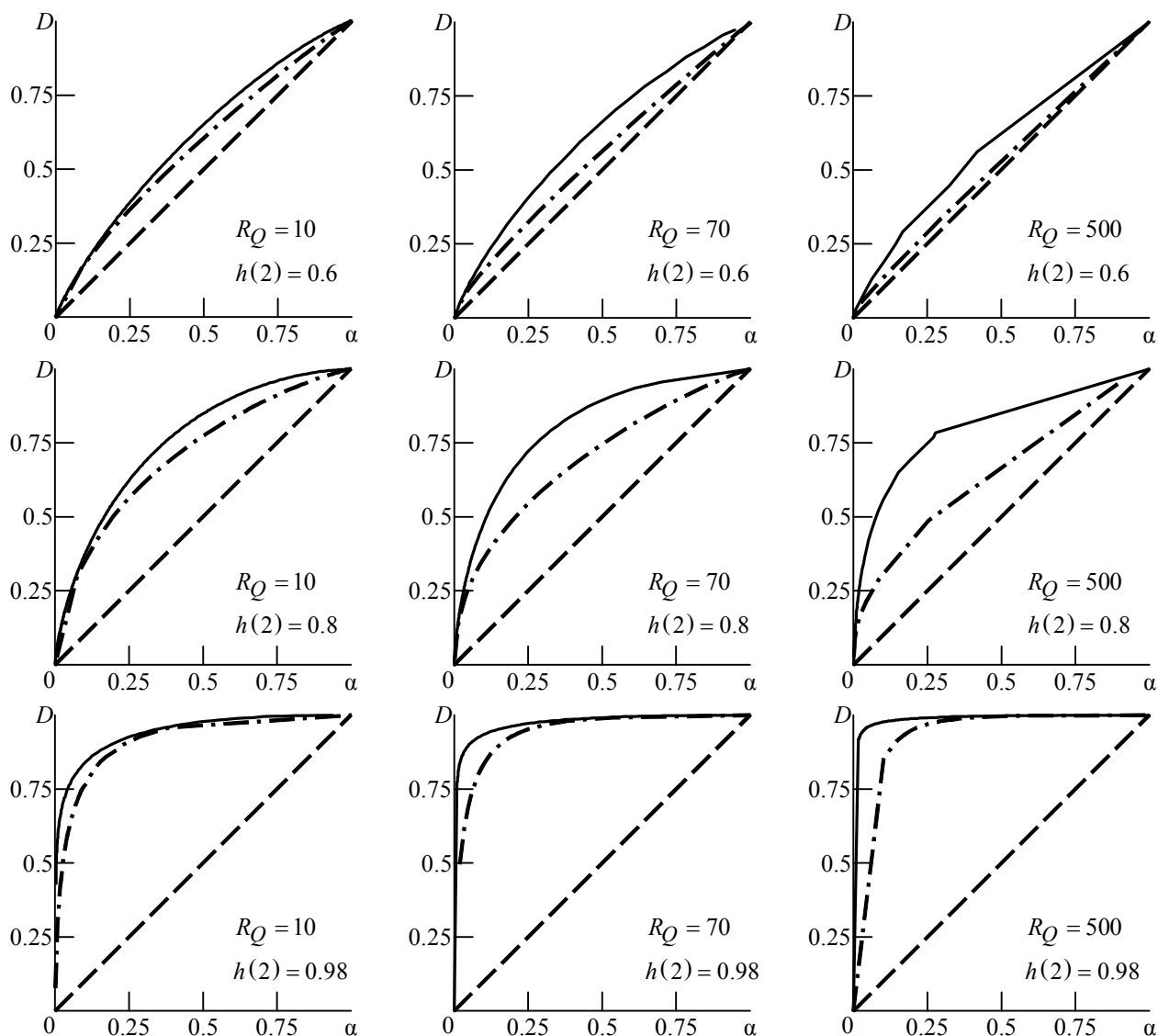


Рис. 4

Из рис. 4 видно, что, во-первых, с ростом показателя Хёрста  $h(2)$  значительно улучшаются возможности прогнозирования с использованием информации как о кратковременной, так и о долговременной зависимостях. Во-вторых, для широкого диапазона значений вероятностей ложной тревоги  $\alpha$  значения правильного прогнозирования  $D$ , полученные при использовании информации о предикторах, значительно выше, чем аналогичные величины, полученные для прогнозирования на основании выражения (1), учитывающего долговременную зависимость. Таким образом, данные результаты указывают, что в присутствии только линейной, хотя бы и долговременной зависимости, подход на основе распознавания кратковременных предикторов, и, следовательно, использования лишь информации о кратковременной зависимости, является достаточным и даже предпочтительным. В-третьих, с ростом значения порога  $Q$  эффективность прогнозирования увеличивается, что подтверждает данные о лучшем прогнозировании более выраженных выбросов, как было показано в [15], [16].

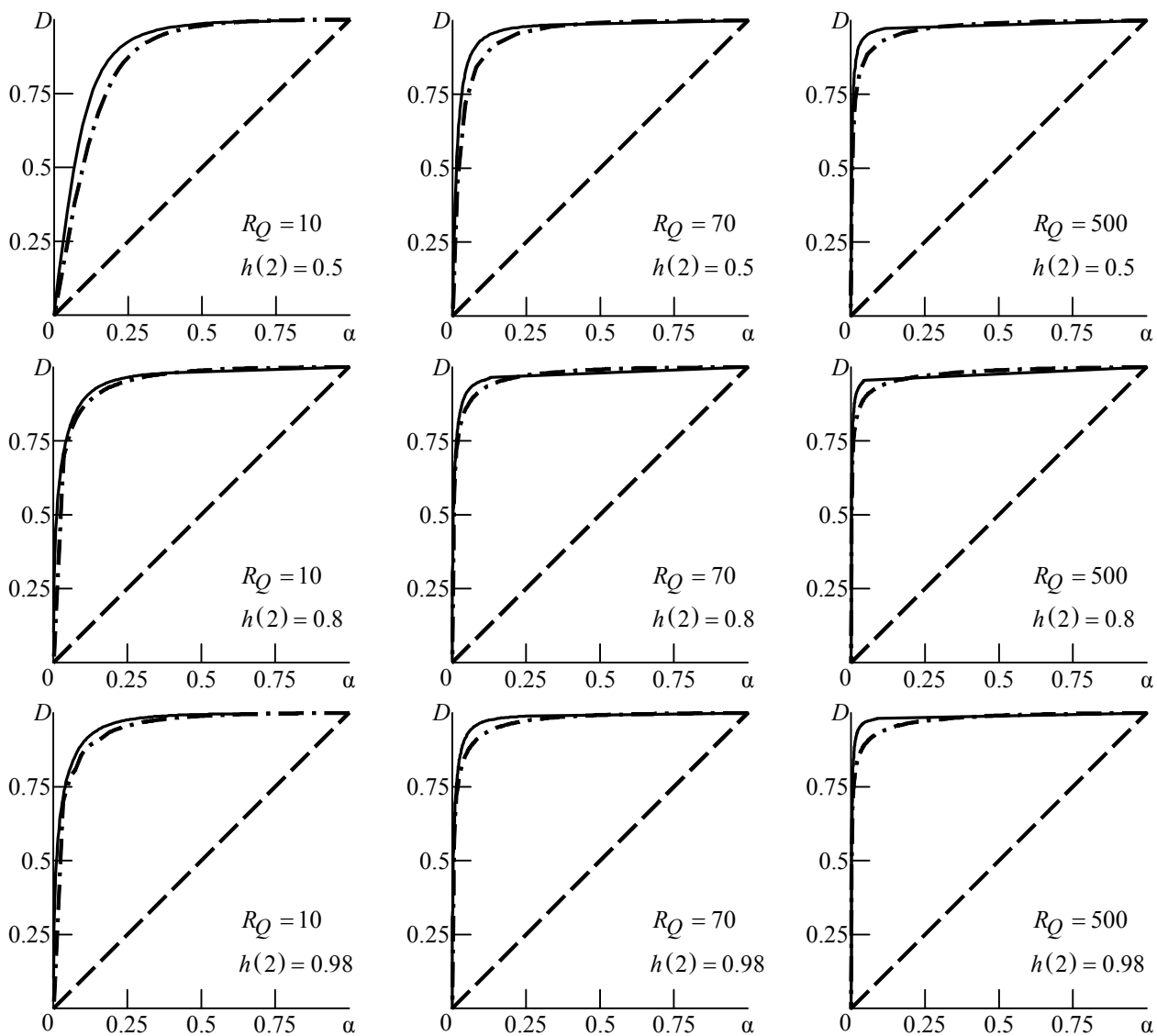


Рис. 5

На рис. 5 приведены рабочие характеристики для трех рассмотренных случаев динамических рядов с мультифрактальными свойствами при трех значениях порогов  $Q$  (построение кривых на рис. 5 аналогично их построению рис. 4).

Из зависимостей на рис. 5 могут быть сделаны следующие выводы. Во-первых, эффективность прогнозирования динамических рядов с мультифрактальными свойствами гораздо выше, чем рядов с монофрактальными свойствами (см. рис. 4), что подчеркивает значимость нелинейной составляющей зависимости между отсчетами. Во-вторых, полученные рабочие характеристики прогнозирования слабо зависят от основного показателя Хёрста  $h(2)$ , характеризующего линейную зависимость между отсчетами анализируемого динамического ряда. Это связано с тем, что, с одной стороны, при изменении параметров модели мультипликативного каскада зависимость между отсчетами частично перераспределяется между линейными и нелинейными составляющими, а с другой – нелинейная составляющая зависимости является доминирующей при определении прогнозируемости. В-третьих, при равных значениях вероятности ложной тревоги  $\alpha$  достигаются примерно равные вероятности правильного прогнозирования  $D$  при использовании информации как о кратковременных предикторах, так и о долговременной зависимости. Полученные результаты указывают на то, что для мультифрактальных данных наличие долговременной зависимости играет более важную роль, чем для монофрактальных.

Несмотря на то, что при анализе динамических рядов с мультифрактальными свойствами оба использованных подхода имеют сопоставимую эффективность прогнозирования выбросов, в зависимости от условий решаемой задачи один из них может оказаться предпочтительнее. В том случае, когда знание длительной предыстории динамического ряда невозможно или затруднено, однако известна математическая модель, упрощенно воспроизводящая его кратковременную динамику, на которой может быть произведено обучение алгоритма прогнозирования, предпочтительным является прогнозирование на основе кратковременных предикторов. Вместе с тем в ряде случаев прогнозирование с использованием долговременной зависимости на основе интервальных статистик может быть более предпочтительным, поскольку оно не требует ресурсоемкой процедуры обучения алгоритма и хранения базы данных предикторов и соответствующих им вероятностей превышения порога в следующие моменты времени.

### Список литературы

1. Шелухин О. И., Тенякшев А. М., Осин А. В. Фрактальные процессы в телекоммуникациях. М.: Радиотехника, 2003. 576 с.
2. A multifractal wavelet model with application to network traffic / R. H. Riedi, M. S. Crouse, V. J. Ribeiro et al. // IEEE Trans. Inf. Theor. 1999. Vol. IT-45, № 4. P. 992–1018.
3. Multifractality in human heartbeat dynamics / P. Ch. Ivanov, M. G. Rosenblum, L. A. Amaral et al. // Nature. 1999. Vol. 399. P. 461–465.
4. Bouchaud J.-P., Potters M., Meyer M. Apparent multifractality in financial time series // Eur. Phys. J. B. 2000. Vol. 13. P. 595–599.
5. Storch H. V., Zwiers F. W. Statistical analysis in climate research. Cambridge: Cambridge university press, 2001. 448 p.
6. The science of disasters / ed. by A. Bunde, J. Kropp, H. J. Schellnhuber. Berlin, Heidelberg, New York: Springer, 2002. 453 p.
7. Feder J. Fractals. New York: Plenum Press, 1988. 283 p.

8. Богачев М. И. Статистический анализ и прогнозирование динамики случайных процессов в телекоммуникационных сетях с использованием мультифрактальных моделей трафика // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2008. Вып. 2. С. 34–45.

9. Богачев М. И. Сравнительная оценка информативности кратковременной и долговременной зависимостей трафика при прогнозировании его динамики в телекоммуникационных системах // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2009. Вып. 2. С. 52–59.

10. Schreiber T., Schmitz A. Improved surrogate data for nonlinearity tests // Phys. Rev. Lett. 1996. Vol. 77. P. 635–638.

11. Bogachev M. I., Eichner J. F., Bunde A. Effect of nonlinear correlations on the statistics of return intervals in multifractal data sets // Phys. Rev. Lett. 2007. Vol. 99. P. 240601–240604.

12. Bogachev M. I., Eichner J. F., Bunde A. The effect of multifractality on the statistics of return intervals // Eur. Phys. J. Spec. topics. Vol. 181. P. 181–193.

13. Multifractal detrended fluctuation analysis of nonstationary time series // J. W. Kantelhardt, S. A. Zschiegner, E. Koscielny-Bunde et al. // Physica A. 2002. Vol. 316. P. 87–114.

14. Bogachev M. I., Bunde A. On the occurrence and predictability of overloads in telecommunication networks // Europhys. Lett. 2009. Vol. 86. P. 66002(1–6).

15. Precursors of extreme increments / S. Hallerberg, E. G. Altmann, D. Holstein, H. Kantz // Phys. Rev. E. 2007. Vol. 75. P. 016706 (1–9).

16. Hallerberg S., Kantz H. Influence of the event magnitude on the predictability of an extreme event // Phys. Rev. E. 2008. Vol. 77. P. 011108(1–8).

*M. I. Bogachev*

*Saint-Petersburg state electrotechnical university "LETI"*

**On the prediction of extremes in dynamical time series with fractal properties by exploiting the information on linear and nonlinear long-range dependence components**

*Prediction of extremes above a certain threshold  $Q$  in dynamical time series with fractal properties is compared for two general classes of processes with long-range dependence. The first class contains monofractal dynamical time series created by spectral transformation and exhibiting solely linear long-range dependence of the process generated by a complex system. The second class contains multifractal dynamical time series created by the multiplicative random cascade and exhibiting also the nonlinear long-range dependence.*

Dynamical predictions, long-range dependence, monofractal models, multifractal models

Статья поступила в редакцию 14 августа 2009 г.





УДК 621.372:519.72

**В. В. Савченко**

Нижегородский государственный лингвистический университет

## Метод фонетического декодирования слов в задаче автоматического распознавания речи на основе принципа минимума информационного рассогласования

*Поставлена и решена задача автоматического распознавания речи на основе принципа минимума информационного рассогласования. Предложен новый метод фонетического декодирования слов как альтернатива большинству известных методов, базирующихся на скрытых марковских моделях речевых сигналов. Метод основан на редукции данных при отображении отдельных слов последовательностью элементарных речевых единиц типа фонем. При этом отпадает необходимость в многозатратной вычислительной процедуре динамического выравнивания слов по темпу речи. Достигнутый эффект состоит в многократном (на порядок и более) сокращении объема вычислений в задачах автоматического распознавания речи и пропорциональном увеличении скорости обработки речевого сигнала. Выводы подтверждены результатами экспериментальных исследований.*

### **Автоматическое распознавание речи, распознавание образов, распознавание с обучением, критерий минимума информационного рассогласования, информационная теория восприятия речи**

Принцип минимума информационного рассогласования (МИР) эффективно используется при решении разнообразных задач распознавания образов [1]. Задача автоматического распознавания речи (АРР) – одна из наиболее актуальных разновидностей такого рода задач. К ее решению существует множество подходов. Среди них очевидный интерес представляет теоретико-информационный подход, разработанный в рамках информационной теории восприятия речи (ИТВР) [2] и основанный на принципе МИР и методе обеляющего фильтра. Его эффективность и преимущества по сравнению с другими подходами показаны в работах [3], [4] на ряде примеров из практики АРР. Между тем далеко не все преимущества и возможности ИТВР получили необходимое освещение и развитие на данный момент. В частности, до настоящего времени практически не исследовались преимущества принципа МИР перед традиционными методами и подходами в задачах автоматического распознавания сложных речевых единиц типа отдельных (изолированных) слов или целых фраз [5]. Исследованиям в этом актуальнейшем направлении и посвящена предлагаемая статья. В ней на основе критерия МИР в задачах фонетического анализа речи предложен метод фонетического декодирования слов как альтернатива большой группе современных методов, объединенных общей идеей скрытых марковских моделей речевого сигнала [6]. Полученные результаты и сделанные по ним выводы рассчитаны на специалистов в областях современной теории и практики автоматической обработки речевых сигналов и распознавания образов.

**Постановка задачи.** Центральным элементом ИТВР является понятие фонемы. Под фонемой обычно понимают минимальную единицу звукового (фонетического) строя на-

ционального языка или элементарную речевую единицу (ЭРЕ). Разным национальным языкам соответствуют списки фонем, различающиеся как по составу, так и по количеству их элементов  $R$ . Такой список представляет собой базовый уровень описания каждого языка. На это, в частности, указывает то, что большинство современных речевых баз данных сопровождается транскрипцией речевых сигналов, т. е. их описанием через последовательность фонем. С другой стороны, фонетический строй языка предъявляет определенные требования к его носителям, посредством которых (и только так) этот строй и реализуется в коммуникациях. Сколько носителей – столько и разных реализаций фонетического списка национального языка. Именно в этом заключается краеугольная проблема вариативности устной речи. Однако несмотря на существующие различия в реализациях каждой отдельной ( $r$ -й) фонемы все они воспринимаются человеком как нечто общее, иначе речь утратила бы свою информативность. Поэтому можно утверждать, что одноименные (однофонемные) реализации  $\mathbf{x}_{r,j}, j = \overline{1, J_r}, J_r \gg 1$ , в сознании человека группируются в соответствующие классы, или речевые образы  $X_r = \{\mathbf{x}_{r,j}\}, r = \overline{1, R}$ , вокруг своего центра – эталонной метки данного образа [2]. В ИТВР указанные эталоны определяются в строгом теоретико-информационном смысле [7]: речевая метка  $\mathbf{x}_r^* \in X_r$  образуется информационный центр-эталон  $r$ -го речевого образа, если в пределах множества  $X_r$  она характеризуется минимальной суммой информационных рассогласований (ИР) по Кульбаку–Лейблеру относительно всех других его меток-реализаций  $\mathbf{x}_{r,j}, j = \overline{1, J_r}$ . По своей сути это статистический аналог понятия центра массы физического тела.

Именно в понятии информационного центра (ИЦ)  $r$ -го множества реализаций  $\mathbf{x}_r^*$  дается наиболее информативное определение соответствующей фонемы, а множество всех ИЦ  $\{\mathbf{x}_r^*\}$  определяет фонетический состав речевого сигнала исчерпывающим образом. Одновременно становится очевидным и механизм восприятия речи. Анализируемый (входной) речевой сигнал  $X(t)$  в дискретном времени  $t = 0, 1, \dots$  разбивается на ряд последовательных сегментов данных  $\mathbf{x}(l), l = 1, 2, \dots$  длительностью в одну ЭРЕ  $\tau \approx (10 \dots 15)$  мс каждый [5], [6]. Каждый полученный парциальный сигнал рассматривается в пределах конечного списка фонем  $\{X_r\}$  и отождествляется с той  $X_v$  из них, которая отвечает принципу минимума величины ИР между вектором  $\mathbf{x}(t)$  и соответствующим эталоном  $\mathbf{x}_v^*, v \leq R$ . Это стандартная формулировка критерия МИР в соответствии с принципами АРР [2], [3]. Задача в общем случае сводится к двухэтапной проверке статистических гипотез. На первом этапе распознаются ЭРЕ типа отдельных фонем. На втором – слова, фразы и целые тексты как соответствующим образом структурированные последовательности разных фонем.

**Задача первого этапа.** Задача существенно упрощается, если воспользоваться гауссовской (нормальной) аппроксимацией закона распределения речевого сигнала  $\mathbf{P}_r = N(K_r)$  на интервалах его квазистационарности постоянной длительности  $\tau = \text{const}$ , где  $K_r$  – автокорреляционная матрица (АКМ) с размерами  $n \times n$  ( $n = F_d \tau \geq 1, F_d$  – частота дискретизации). Задача формулируется как проверка простых гипотез о законе распреде-

ления ЭРЕ. Известно [3], что в этом случае критерий МИР является оптимальным в байесовском смысле, а соответствующий набор оптимальных решающих статистик может быть записан следующим образом [4]:

$$\rho(\mathbf{x}/\mathbf{x}_r) = \frac{1}{2n} \left[ \text{tr}(\hat{K}K_r^{-1}) - \ln |\hat{K}K_r^{-1}| - n \right], \quad r = \overline{1, R}, \quad (1)$$

где  $\hat{K}$  – выборочная оценка АКМ анализируемого сигнала  $\mathbf{x} = \mathbf{x}(t)$ . Решение принимается в пользу гипотезы  $P_v, v \leq R$ , по признаку минимума  $v$ -й решающей статистики:

$$W_v(X): \rho(\mathbf{x}/\mathbf{x}_v) = \min_r \rho(\mathbf{x}/\mathbf{x}_r), \quad (2)$$

причем в задачах с априорной неопределенностью вместо неизвестных (в общем случае, фоновых) АКМ  $K_r, r = \overline{1, R}$ , в выражение (1) подставляют их статистические оценки, которые предварительно получают по  $R$  (число фонем в списке) классифицированным выборкам речевого сигнала. Это стандартная формулировка критерия МИР с обучением.

Рассмотренный алгоритм имеет множество модификаций преимущественно за счет применения рекуррентных вычислительных процедур корреляционного анализа [8]. Среди них наибольший интерес представляет метод обеляющего фильтра [3], [7], основанный на распространенной при анализе речи авторегрессионной (линейной) модели [9].

Авторегрессионная модель  $r$ -го речевого сигнала (АР-модель) общего вида

$$x_r(t) = \sum_{i=1}^p a_{r,i} x_r(t-i) + \eta(t), \quad t = 1, 2, \dots, \quad (3)$$

однозначно определяется своим вектором АР-коэффициентов  $\mathbf{a}_r = \{a_{r,i}\}, r = \overline{1, R}$ , заданного порядка  $p \leq n$  и дисперсией  $\sigma_r^2 = \text{const}$  порождающего процесса  $\{\eta(t)\}$  типа "белого" шума. С одной стороны, она органично сочетается с голосовым механизмом человека ("акустическая труба" переменного диаметра), с другой – существенно расширяет возможности программно-аппаратной реализации критерия МИР. В работах [2], [3] показано, что в этом случае набор оптимальных решающих статистик (2) примет вид

$$\rho(\mathbf{x}/\mathbf{x}_r) = \frac{1}{2} \left[ \sigma_r^2(\mathbf{x}) / \sigma_r^2 + \ln(\sigma_r^2 / \sigma_x^2) - 1 \right], \quad r = \overline{1, R}, \quad (4)$$

где  $\sigma_r^2(\mathbf{x})$  – выборочная дисперсия отклика  $r$ -го обеляющего фильтра (ОФ)

$$y_r(t) = x(t) - \sum_{i=1}^p a_{r,i} x(t-i), \quad t = 1, 2, \dots, n, \quad (5)$$

на вектор анализируемого сигнала объема  $n$ ;  $\sigma_x^2 \in \{\sigma_r^2\}$  – дисперсия порождающего этот сигнал процесса.

Из данной модели следует, что задача первого этапа АРР сводится к АР-анализу речевого сигнала. Такая задача обычно решается с применением рекуррентных вычислительных процедур, обладающих высокой скоростью сходимости [4]. В результате достигается радикальное сжатие данных: вместо набора из  $Rn^2$  элементов АКМ  $\{K_r\}$  в выражении (2) вся информация для вычислений (4), (5) сосредоточена в наборе из  $R(p+1)$  АР-параметров

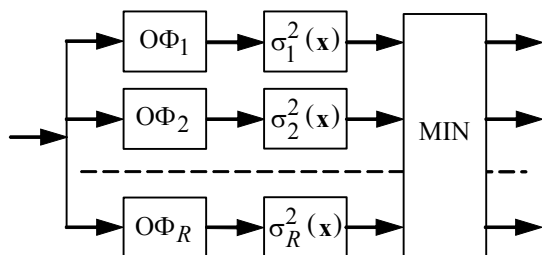


Рис. 1

$\{a_r; \sigma_r^2\}$ , причем  $p \ll n$ . На практике порядок  $p$  в АР-моделях речевых сигналов не превышает 20...30 [3], [4].

Еще одно важное достоинство АР-модели (3) в задачах АРР – возможность автоматической нормировки речевых сигналов по дисперсиям порождающих их

процессов:  $\sigma_r^2 = \sigma_x^2 = \sigma_0^2$ . Применительно к сигналам типа ЭРЕ такая нормировка продиктована физическими особенностями голосового механизма человека: воздушный поток на входе "акустической трубы" имеет приблизительно одну и ту же интенсивность  $\sigma_0^2 = \text{const}$  на интервалах длительностью в целое слово или даже фразу. С учетом этого предыдущий результат (5) приобретет предельно простой вид [2]:

$$\rho(\mathbf{x}/\mathbf{x}_r) \triangleq \frac{1}{2} \left[ \sigma_r^2(\mathbf{x}) / \sigma_0^2 - 1 \right], \quad r = \overline{1, R}. \quad (6)$$

Это известная формулировка метода обеляющего фильтра (МОФ) в задаче фонетического анализа речи (ФАР) [7]. Структурная схема его реализации представлена в общем виде на рис. 1. Обработка речевого сигнала ведется здесь в  $R$  параллельных каналах с использованием набора ОФ (5), каждый из которых настроен на отдельную фонему из заданного множества  $\{X_r\}$ . Решение принимается с периодом  $\tau$  (т. е. по каждой отдельной ЭРЕ) в пользу одной из возможных фонем по критерию МИР (2). В результате исходный речевой сигнал  $\mathbf{x} = \mathbf{x}(l)$ ,  $l = 0, 1, 2, \dots, L$ ,  $L = T_c / \tau$ ; на интервале его действия  $T_c$  преобразуется системой ФАР (рис. 1) в последовательность фонетических символов или букв национального языка. При этом некоторые символы в нем могут повторяться. В качестве примера на рис. 2 приведены временные диаграммы двух слов разной длины на выходе системы.

На этом завершается первый этап АРР. Задача переходит в качественно иную плоскость, а именно: фонетического декодирования слов или восстановления исходного речевого сообщения – в виде изолированного слова либо целой фразы – по сформированной для него последовательности фонетических признаков.

**Идея предлагаемого метода.** Задача имеет тривиальное решение при безошибочном фонетическом анализе каждого слова. Оно сводится к многоканальному (по числу слов  $M$  из лексикона системы АРР  $\{y_m\}$ ) поэлементному (на  $L$  смежных позициях) сравнению фонетического кода анализируемого слова  $\mathbf{x} = \{\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_L\}$ ,  $\mathbf{x}_i \in \{\mathbf{x}_v^*\}$ , с аналогичными кодами слов-эталонов  $\mathbf{y}_m = \{\mathbf{y}_{m,1}, \mathbf{y}_{m,2}, \dots, \mathbf{y}_{m,L}\}$ ,  $\mathbf{y}_{m,i} \in \{\mathbf{x}_r^*\}$ ,  $m \leq M$ , из речевой базы

данных (РБД) системы АРР. Вычислительная сложность практической реализации такой системы сводится, по сути, к сложности реализации системы ФАР (см. рис. 1).

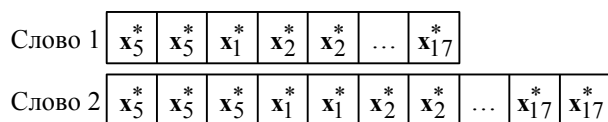


Рис. 2

Ее оценка по числу операций умножения–деления двоичных кодов переменных величин из алгоритма (5), (6) вида

$$V_1 = RLnp = RT_c F_d p \quad (7)$$

зависит главным образом от длительности анализируемого слова  $T_c = L\tau = Ln/F_d$ . Например при  $T_c \approx 1$  с,  $\tau = 10$  мс,  $R = 30$  и  $p = 20$  (распространенные [7] значения параметров речевого сигнала), имеем  $V_1 \approx 4800$  тыс. элементарных операций. Это хорошо согласуется с производительностью современных компьютеров и делает возможным реализацию такой системы АРР в режиме реального времени.

Однако, к сожалению, это практически недостижимый результат. Ввиду известных [2] особенностей речевого механизма человека задача ФАР принципиально не имеет безошибочного решения. Наглядной иллюстрацией к изложенному может служить временная диаграмма речевого сигнала "Другого ментора я и не желал" из первой главы романа А. С. Пушкина "Капитанская дочка" (рис. 3), взятая из работы [7] по результатам экспериментальных исследований МОФ с применением информационной системы [10] из Государственного реестра программ для ЭВМ. На этом рисунке буквами русского алфавита отмечены все гипотетически используемые в данном фрагменте речи фонемы. Для сравнения в прямоугольники вдоль временной оси заключены сегменты речевого сигнала, соответствующие автоматически выявленным ЭРЕ. Все неотмеченные прямоугольниками сегменты остались в данном случае неидентифицированными как недостаточно четко проговоренные диктором.

Решение указанной проблемы хорошо изучено [5], [6]. В большинстве практических случаев оно состоит в применении дополнительной процедуры выравнивания слов по темпу речи на основе методов динамического программирования. Однако такой вариант АРР приводит к резкому росту суммарных вычислительных затрат на реализацию

$$\begin{aligned} V_\Sigma &= V_1 + V_2 = RT_c F_d p + \\ &+ M [k + 0.5k(k-1)L(L-1)] \approx \\ &\approx RT_c F_d p + 0.5Mk^2 L^2 \end{aligned} \quad (8)$$

пропорционально объему рабочего словаря  $M$ . Здесь  $k \leq L$  – параметр алгоритма динамического программирования, определяющий максимально допустимый сдвиг между одноименными ЭРЕ в условиях вариативности речи. Например при  $M = 1000$  (соответствует достаточно небольшому словарю),  $k = 3$  (практически минимальная величина) и той же длине сигнала  $L = 100$  ( $T_c \approx 1$  с) число выполняемых операций (8) составит почти 35 млн. единиц, т. е. увеличится на порядок по сравнению с рассмотренным ранее идеальным случаем. Отметим, что указанный

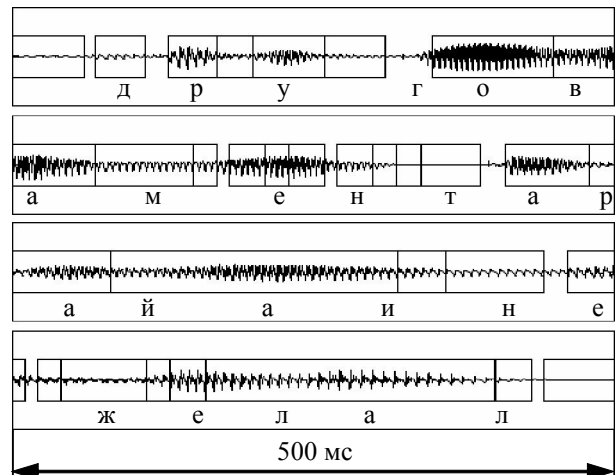


Рис. 3

эффект пропорционально возрастает при увеличении объема словаря  $M$ . С точки зрения АРР в режиме реального времени это серьезная проблема.

Ситуация кардинальным образом меняется, если учесть тонкую структуру речевого сигнала (см. рис. 3). Нетрудно увидеть [5], что все фонемы или бóльшая часть не выявленных в нем фонем носят прежде всего служебный, т. е. малоинформативный, характер. Иными словами, множество выявленных по результатам ФАР "надежных" фонем – материал, достаточный для восстановления слов в большинстве случаев. Сделанный вывод подтверждается известной избыточностью речевого сигнала. Поэтому переформулируем задачу второго этапа: при учете уникальности фонетического состава каждого отдельного слова (см. рис. 2) будем восстанавливать содержащееся в речевом сигнале сообщение по последовательности надежно установленных в нем фонем.

Задача в указанной постановке имеет очевидное решение [11]. Его простейший вариант приведен на рис. 4 в виде структурной схемы системы АРР, реализующей метод фонетического декодирования слов (МФДС). Здесь тенями отмечены многомерные элементы системы с векторными входами и/или выходами. Ключевое звено системы – блок формирователей импульсов (ФИ) длительностью  $T_c$ , выполненных по схеме ждущего мультивибратора. Запуск каждого из них производится по сигналам индикации фонем с выходов соответствующих инверсных пороговых устройств (ИПУ) с заданным пороговым уровнем  $\rho_0 = 0.5 \dots 1.0 = \text{const}$ . В более сложном варианте своей реализации ФИ может отслеживать текущую длительность каждого отдельного слова. Для автоматического обнаружения слов используются сумматор и пороговое устройство (ПУ) с порогом  $L_0 = \text{const} \leq L$ ; решение ПУ принимается при условии, что число выявленных на интервале длиной  $L$  (в одно слово) фонем  $K \geq L_0$  превышает пороговый уровень. Этот порог, в общем случае, может варьироваться в широких пределах в расчете на слова разной длины  $L \geq 1$ .

По импульсу с выхода ПУ срабатывает многоканальная схема двоичных совпадений и на ее выходе формируется двоичный код анализируемого слова  $\mathbf{a} = \{a_1, a_2, \dots, a_N\}$ ,  $a_i = 0; 1$ . Его размер  $N = (2 \dots 3)R$  должна учитывать возможность двух-, трехкратного появления одной и той же фонемы на интервале в одно слово. Сформированный код посту-

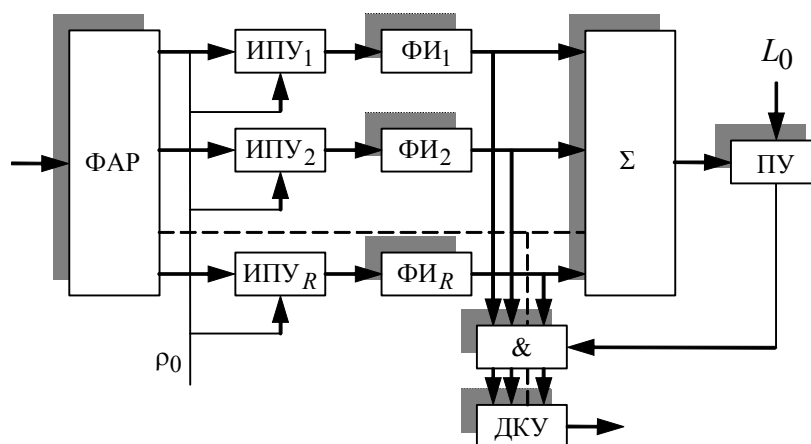


Рис. 4

пает на вход декодирующего устройства (ДКУ), в котором каждому отдельному коду  $\mathbf{a}$  ставится в соответствие определенное слово  $\mathbf{y}_m = \{y_{m,1}, y_{m,2}, \dots, y_{m,L}\}$  из рабочего словаря системы АРР. Конкретный вид указанного соответствия устанавливается в автоматическом режиме на этапе обучения ДКУ с использованием классифицированных выборок речевого сигнала из множества слов-эталонов  $\{\mathbf{y}_m\}$ . Отметим, что в более сложном варианте МФДС можно учитывать не только число  $K$ , но и структуру последовательности выявленных фонем  $\mathbf{x} = \{\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_L\}$ . Тогда каждое слово будет кодироваться двоичной матрицей с размерами  $L \times N$   $a = \|a_{ij}\|$ ,  $a_{ij} = 0, 1$ ,  $i = \overline{1, L}$ ,  $j = \overline{1, N}$ . В любом случае вычислительная сложность его реализации сохраняется на минимальном уровне (7), и это самый веский довод в обоснование нового метода. Что же касается эффективности МФДС в отношении его технико-тактических характеристик, то данный вопрос подробно исследован далее.

**Результаты экспериментальных исследований.** Для исследований был выбран упомянутый художественный текст А. С. Пушкина объемом в одну стандартную машинописную страницу, проговоренный в среднем темпе группой из десяти дикторов–мужчин разного возраста. В результате для каждого диктора был сформирован речевой сигнал продолжительностью примерно 2.5...3 мин. При установленной частоте дискретизации сигналов 8 кГц объемы соответствующих РБД составили порядка 1.2 млн. отсчетов, или примерно 15 тыс. сегментов данных  $\mathbf{x}(l)$ ,  $l = 0, 1, 2, \dots$ , длиной  $n = 80$  отсчетов (10 мс) каждый. Полученные сигналы сначала записывались в память компьютера в виде соответствующих звуковых файлов, для чего применялись специальные программные и аппаратные средства: динамический микрофон AKG D77 S и ламповый микрофонный предусилитель ART TUBE MP Project Series USB. После этого для каждого сигнала были выделены с применением МОФ множества одноименных ЭРЕ и определены по критерию МИР их информационные эталоны. Для настройки модели авторегрессии (3) фиксированного порядка  $p = 20$  применялась рекуррентная процедура Берга–Левинсона [8] с предельно высокой скоростью сходимости. Из множества выявленных по каждому диктору ИРЭ  $\{\mathbf{x}_r^*\}$  в дальнейшем были отобраны  $R = 22$  наиболее содержательные (информативные) фонемы русского языка: "а", "о", "у", "и", "е", "ы", "э", "р", "л", "ль", "з", "с", "в", "ф", "ж", "ш", "щ", "х", "ч", "ц", "м", "н". Затем по каждой из них был настроен соответствующий обеляющий фильтр в системе ФАР (см. рис. 1) и сразу после этого фиксировались (запоминались) последовательности выявляемых фонем – по каждому отдельному слову из РБД каждого диктора. Число таких слов в каждом случае составило 388.

На втором этапе АРР каждое отдельное слово в форме фонетического кода (см. рис. 2) подвергалось МФДС согласно схеме обработки сигналов на рис. 4. По результатам такой обработки были получены оценки вероятности ошибочного распознавания (ВОР) изолированных слов по каждому отдельному диктору (см. таблицу, строка "ВОР-1"). В среднем по группе дикторов безошибочно было распознано около 90 % слов от их суммарного объема в РБД. Это весьма хороший результат, особенно если учесть, что большинство от-

ВОР	Диктор									
	1-й	2-й	3-й	4-й	5-й	6-й	7-й	8-й	9-й	10-й
ВОР-1	0.1005	0.1082	0.1288	0.0979	0.1005	0.1340	0.1391	0.0592	0.1134	0.0979
ВОР-2	0.1005	0.1365	0.1417	0.1134	0.1288	0.1391	0.1417	0.0979	0.1469	0.1288

меченных ошибок в АРР приходилось на однофонемные предлоги и союзы, которые нечетко проговаривались дикторами ввиду естественной неидеальности их разговорной речи.

Для сравнения в строке "ВОР-2" таблицы представлены аналогичные оценки вероятности ошибки в той же системе АРР (см. рис. 4), но при постоянной настройке на фонемы одного и того же (в рассматриваемом случае – первого) диктора. Из сравнения результатов в строках "ВОР-1" и "ВОР-2" следует, что достоверность АРР во втором случае если и ухудшилась, то все же осталась в приемлемых для практики пределах, при том, что обучение системы почти не потребовало в данном случае каких-либо существенных затрат на организацию: ни временных, ни материальных. Продемонстрированные гибкость и малая критичность МФДС по отношению к используемому для настройки (обучения) системы АРР речевому материалу – еще два ценных качества нового метода с точки зрения перспектив его применения.

Исследованный в настоящей статье вопрос об увеличении скорости вычислений вызывает повышенный интерес среди специалистов как в области теории, так и практики АРР. Действительно, в тех случаях, когда объем рабочего словаря составляет тысячи и более единиц, большинство известных алгоритмов, работающих на основе сегментирования слов на отдельные фонемы и их последующего выравнивания по динамике, не могут быть реализованы в режиме реального времени. Поэтому решению проблемы вычислительной сложности для больших словарей в последние годы уделяется повышенное внимание. В настоящей статье для этого предложен метод фонетического декодирования слов, основанный на теоретико-информационном подходе и принципе МИР [2]. Его основное преимущество перед известными методами – существенное (на порядок и более) сокращение вычислительных затрат на реализацию – достигается прежде всего за счет отказа от трудоемкой процедуры динамического выравнивания слов. При этом не утрачивается по сравнению с известными методами получаемое качество АРР в смысле его достоверности.

### Список литературы

1. Савченко В. В., Савченко А. В. Принцип минимального информационного рассогласования в задаче распознавания дискретных объектов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2005. Вып. 3. С. 10–18.
2. Савченко В. В. Информационная теория восприятия речи // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2007. Вып. 6. С. 3–9.
3. Савченко В. В. Автоматическая обработка речи по критерию минимума информационного рассогласования на основе метода обеляющего фильтра // Радиотехника и электроника. 2005. Т. 50, № 3. С. 309–314.
4. Савченко В. В., Акатьев Д. Ю., Карпов Н. В. Автоматическое распознавание элементарных речевых единиц методом обеляющего фильтра // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2007. Вып. 4. С. 35–42.
5. Акатьев Д. Ю., Губочкин И. В., Савченко В. В. Автоматическое распознавание изолированных слов методом обеляющего фильтра с сегментированием и амплитудным ограничением сигналов переспросом // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2007. Вып. 5. С. 11–18.
6. Levinson S. C. *Mathematical models for speech technology*. Chichester, England: John Wiley&Sons Ltd, 2005. 261 p.
7. Савченко В. В. Фонема как элемент информационной теории восприятия речи // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2008. Вып. 4. С. 3–11.
8. Марпл С. Л.-мл. Цифровой спектральный анализ и его приложения / пер. с англ. М.: Мир, 1990. 584 с.
9. Akatiev D. Y., Savchenko V. V. Autoregressive model for recognition of speech signals based on theoretical information approach // VI Int. congress on math. model., N. Novgorod, 20–26 sept. 2004 / University of N. Novgorod., N. Novgorod, 2004. P. 347–348.



10. Информационная система фонетического анализа слитной речи / В. В. Савченко, Д. Ю. Акатьев, И. В. Губочкин и др.: Программа для ЭВМ / Свид. Роспатента о гос. рег. 2008615442 от 14.11.08.

11. Патент РФ № 80000 U1. МПК G01L 15/00 (2006.01). Устройство для фонетического анализа речи / В. В. Савченко, Д. Ю. Акатьев (РФ). Опубл. 20.01.2009 БИ. № 2.

V. V. Savchenko  
Nizhny Novgorod state linguistic university

### **Words phonetic decoding method in a problem of speech automatic recognition on the basis of information mismatch minimum principle**

*The problem of automatic recognition of speech on the basis of a principle of a minimum of an information mismatch is put and dares. The new method of phonetic decoding of words as alternative to the majority of the known methods based on hidden Markov models of speech signals is offered. In its basis the idea of a reduction of the data is used at display of separate words by sequence of elementary speech units of type of phonemes. Thus necessity for difficult computing procedure of dynamic alignment of words on tempo of speech disappears. The reached effect consists in repeated (10 times) reduction of volume of calculations in a problem of automatic recognition of speech and proportional increase in speed of processing of a speech signal. The drawn conclusions are confirmed by results of experimental researches.*

Automatic speech recognition, images recognition, recognition with training, criterion of a minimum of an information mismatch, information theory of speech perception

Статья поступила в редакцию 10 августа 2009 г.

УДК 612.17:616-073.584

**Н. В. Лысенко, Н. А. Садыкова**

*Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ"*

## **Оценка физиологического состояния организма летчика во время полета**

*Рассмотрен подход к оценке физиологического состояния организма летчика, основанный на процессах энергетического метаболизма, на балансе между катаболическими и анаболическими процессами, связанными с накоплением и расходом энергии, протекающими в организме летчика в условиях реальной деятельности. Предложен метод математического анализа статистической оценки параметров распределения сердечного ритма на основе непараметрических критериев.*

### **Контроль состояния организма летчика, биотехническая система, R–R-интервал, непараметрические статистические критерии, алгоритмическое обеспечение**

Усложнение авиационной техники, усовершенствование автоматических систем управления, рост объема и интенсивности поступления информации существенно увеличивают нагрузку на летчика во время полета и влияют на форму и содержание деятельности летного экипажа. В настоящее время получение достоверных сведений об истинном физиологическом состоянии организма летчика и его потенциальных возможностях функционирования во время полета является сложной задачей.

Исследование сложной гетерогенной системы "экипаж – воздушное судно" целесообразно проводить с позиций системного подхода, т. е. рассматривая человека-оператора (летчика) как главный компонент системы переработки информации, принятия решений,

формирования и реализации управляющих воздействий. В связи с этим становится актуальным контроль состояния организма летчика в реальном времени на борту управляемого динамического объекта как одного из звеньев биотехнической системы (БТС) эргатического типа, которое определяет надежность всей системы в целом [1].

БТС представляет собой совокупность биологических и технических элементов, объединенных в единую функциональную систему целенаправленного поведения. На рис. 1 представлена БТС активного типа, объединяющая биообъект с блоком обработки биосигнала и блоком обработки информации в единый контур управления. Она основана на принципах взаимодействия объектов живой и неживой природы, связанных через биосенсор (прямая связь) и систему поддержки принятия решений (обратная связь, управляющее воздействие). Выполнение функций БТС связано с потоками вещества и энергии, а управление осуществляется за счет потоков информации. Одной из функций БТС является непрерывная диагностика состояния биологического объекта.

Под влиянием воздействий система может выйти из состояния покоя и изменить свое состояние. Совокупность процессов перехода из одного состояния в другое состояние составляет сущность управления.

Для контроля состояния организма летчика на борту современного высокоманевренного воздушного судна предпочтительны методы и технические средства с минимальным количеством физиологических коррелянтов и возможностью быстрой их обработки в реальном времени [2]. Это может быть достигнуто лишь с изменением подхода к получению конечного результата для оценки состояния организма летчика.

Особенностью живой системы является способность использования внешних ресурсов для создания внутреннего источника свободной энергии, направленной на работу против внешних физических и химических факторов. С помощью энергетического резерва обеспечивается нормальное функционирование организма в сложных экстремальных ситуациях. При истощении этого резерва взаимосвязь между системами организма нарушается. За качеством такой взаимосвязи и необходимо вести наблюдение во время реальной деятельности.

Авторами статьи предложен подход к оценке физиологического состояния организма летчика, основанный на балансе между катаболическими и анаболическими процессами, протекающими в организме человека и связанными с накоплением и расходом энергии. За эти два процесса ответственны симпатический и парасимпатический отделы вегетативной нервной системы (ВНС). Оба данных отдела существенно влияют в первую очередь на работу сердечной мышцы, являющейся одним из главных органов жизнедеятельности

организма. Наблюдая взаимосвязь между этими подсистемами, можно косвенно контролировать резерв энергии в организме оператора, причем за степенью взаимосвязи можно наблюдать с помощью дисперсионных характеристик работы сердца, т. е. его колебательного режима [3].

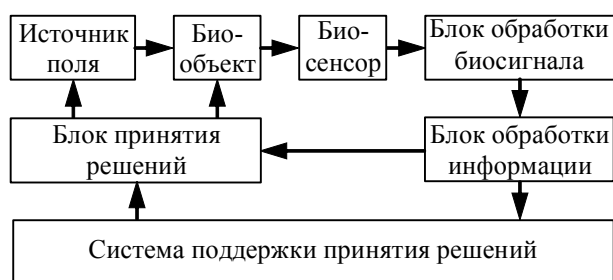


Рис. 1

Если организм летчика справляется с воздействием комплексной нагрузки за счет своего внутреннего энергетического резерва, то эта нагрузка адекватна состоянию его организма, и он может выполнять свою профессиональную деятельность без ущерба для здоровья. Если же нагрузка превышает возможности организма и образуется дефицит резервной энергии, то такая нагрузка не адекватна состоянию организма летчика. При этом все системы организма начинают работать в сверхнапряженном режиме из-за некоторого дефицита энергии.

Математическим анализом статистической оценки параметров распределения сердечного ритма занимались многие авторы, например, Р. М. Баевский [3], М. Е. Лившиц [4], В. П. Романов [5] и др.

В настоящее время существует достаточно много методов, определяющих функциональное состояние оператора по показателям ритма сердца. Эти методы основаны на распознавании и измерении временных интервалов между R-зубцами ЭКГ (R–R-интервалы), на построении динамических рядов кардиоинтервалов (КИ) и последующем анализе полученных числовых рядов различными математическими методами.

Для оценки variability сердечного ритма регистрируется ряд последовательных КИ, измеряются их длительности и проводится математическая обработка динамического ряда полученных значений [6].

Наибольшее распространение в практике получили методы временного (статистического) и частотного (спектрального) анализов variability сердечного ритма.

Статистический анализ длительностей КИ позволяет представить закон распределения случайного процесса – ритма сердца в виде гистограммы, характеризуемой набором статистических параметров и диагностических показателей, отражающих активность ВНС.

Для здоровых людей в состоянии покоя регистрируется нормальная гистограмма, близкая по виду к симметричной кривой Гаусса. Для статистического описания этой гистограммы применяются такие статистические оценки, как  $M_0$  (мода),  $AM_0$  (амплитуда моды),  $Dx$  (вариационный размах),  $D$  (дисперсия),  $N$  (размер выборки). В описании аномальных, например асимметричных, гистограмм дополнительно используются параметры асимметрии ( $As$ ) и эксцесса ( $Ex$ ).

Р. М. Баевским предложен диагностический показатель [3] (являющийся производными статистических оценок распределения КИ) – индекс напряжения по Баевскому (ИНБ) регуляторных систем:  $ИНБ = AM_0/2M_0Dx$ .

Улучшенный индекс сердечного ритма (ИНСР), предложенный М. Е. Лившицем [4], вычисляется как  $ИНСР = AM_0/DN$ . Этот индекс хорошо себя зарекомендовал только при относительном покое или при установившихся процессах средних физических и эмоциональных напряжений (состояние покоя или фиксированная нагрузка). При переходных процессах он становится крайне неустойчивым из-за нестационарности динамического ряда КИ.

Одним из важных этапов при определении статистических оценок является выбор размера длительности обрабатываемой выборки, которая может быть как фиксирована в процессе анализа, так и адаптируема к его результатам. Типичные значения длительности укладываются в интервал 20...60 мс, причем при физической или эмоциональной нагрузке

в состоянии адекватной мобилизации указанные значения уменьшаются. Это может вызвать скачкообразное возрастание индекса напряженности, так как интервал разбиения становится меньше вариационного размаха.

Существует оптимальное число интервалов группирования, обеспечивающее наилучшее приближение ступенчатой огибающей гистограммы к плавной кривой распределения генеральной совокупности. При разбиении данных на слишком большое число мелких интервалов некоторые из них окажутся пустыми или мало заполненными, в результате чего гистограмма будет иметь излишне гребенчатый вид. Наоборот, использование малого количества протяженных интервалов чревато потерей характерных особенностей распределения, потерянных при определении параметров внутри интервалов. В предельном случае, если интервал группирования будет равен вариационному размаху экспериментальных данных, любое распределение будет сведено к равномерному.

Таким образом, задача выбора оптимального числа интервалов при построении гистограммы является задачей оптимизации фильтрации, а оптимальным числом интервалов (и, соответственно, количеством отсчетов в каждом интервале анализируемого параметра) является такое, когда максимальное возможное сглаживание случайных флуктуаций данных сочетается с минимальным искажением от сглаживания самого закона распределения.

Существенное значение имеет также точность вычисления R–R-интервалов, зависящая от частоты дискретизации электрокардиографического сигнала и от алгоритма выделения этих зубцов программными средствами. При нагрузках вариационный размах существенно уменьшается и может составлять порядка 10 мс. Суммарная точность выделения R-зубца не должна превышать 10 % от этой величины, т. е. должна составлять не более 1 мс, что соответствует частоте дискретизации аппаратной части 2000 Гц. Аппаратная реализация данного значения в электрокардиографических устройствах не представляет технической сложности, поэтому точность выделения таких зубцов определяется программными средствами обнаружения точки вершины R-зубца на фоне различных помех.

Нестационарность ряда КИ является одним из основных препятствий статистического анализа, поскольку нестационарные (переходные) процессы развиваются во времени и их характеристики зависят от начала отсчета. Практически в каждой кардиоинтервалограмме содержатся элементы нестационарности. Перед проведением статистического анализа нестационарный ряд необходимо привести к квазистационарному.

Нестационарность возникает, как правило, по двум причинам. Во-первых, в рядах измерений присутствуют аномальные значения, возникающие из-за аппаратных сбоев или однократного сосредоточенного во времени воздействия некоторого фактора. Во-вторых, на КИ влияют факторы, скорость изменения которых существенно различна. В результате в ряду КИ можно выделить составляющие различных частот. Квазистационарности можно добиться, обработав данные таким образом, чтобы в них сохранилось влияние одной или ряда близких частот.

Первой операцией обработки ряда КИ является удаление аномальных значений, которые в силу однократности появления не подлежат статистической обработке, однако влияют на получаемые оценки параметров. Эта операция (приведение выборки к единой

генеральной совокупности) производится цифровой фильтрацией, алгоритм которой позволяет отбраковать недостоверные оценки R–R-интервалов из данной выборки с заданной достоверностью результата. Одним из алгоритмов, решающих эту задачу, является алгоритм интервальной отбраковки, сохраняющий в выборке значения интервалов, отвечающие условию  $|(RR_i - RR_{i-1})/RR_i| \leq 1 - a$ , где  $a$  – коэффициент фильтрации. При использовании данного алгоритма предусматривается адаптация значения коэффициента фильтрации к длине R–R-интервала.

Квазистационарный ряд, отражающий медленно протекающие (низкочастотные) процессы, получается обработкой выборки, являющейся результатом удаления аномальных наблюдений методом скользящего среднего. Такая обработка применяется, в частности для удаления возмущений, вызванных дыхательными циклами. Исходная выборка (рис. 2, а) подвергается усреднению по трем соседним отсчетам (рис. 2, б). В том случае, если такая обработка оказывается недостаточной, переходят к усреднению по пяти соседним отсчетам (рис. 2, в), что существенно снижает проявления узких выбросов сердечного ритма.

Обратную задачу – формирование квазистационарной выборки, отражающей действия быстро изменяющихся (высокочастотных) факторов, – решает переход от исходного массива R–R-интервалов  $RR_i, RR_{i+1}, \dots, RR_n$  к массиву первых разностей  $RR_i^{(1)} = RR_{i+1} - RR_i, i = \overline{1, n-1}$ . Если динамика нестационарного ряда настолько сильна, что после этого преобразования не удается достичь необходимого уровня стабильности статистических параметров, положительный результат может дать повторное применение этой процедуры, т. е. переход к ряду вторых разностей:

$$RR_i^{(2)} = RR_{i+1}^{(1)} - RR_i^{(1)}, i = \overline{1, n-2}.$$

После преобразований исходного ряда R–R-интервалов в квазистационарный возможно определять статистические параметры и системообразующие характеристики психофизиологического состояния.

В результате проведенных исследований было установлено, что на величину и устойчивость индекса напряженности существенно влияют следующие параметры обработки:

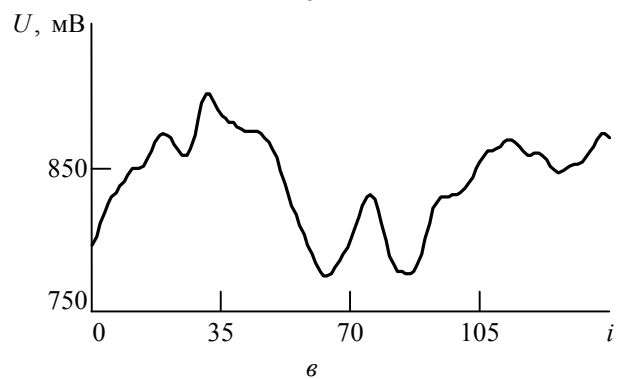
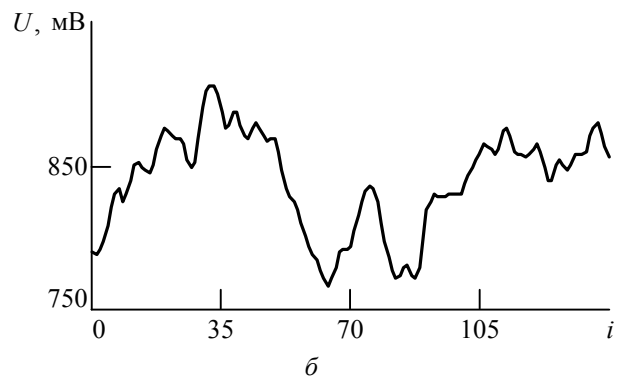
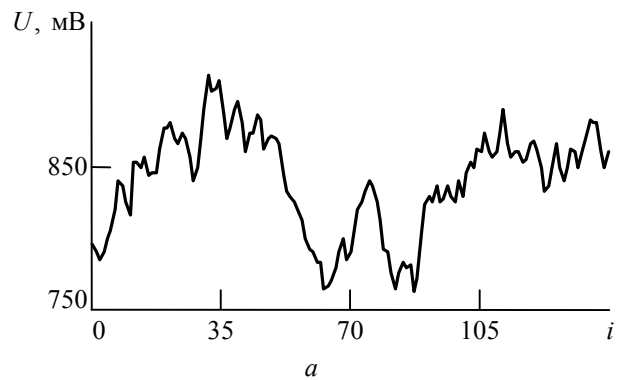


Рис. 2

- размер обрабатываемого массива R–R-интервалов;
- достоверность обрабатываемого массива;
- размер окна для определения величины моды;
- значение точности выделения R–R-интервалов.

Необходимо учитывать, что объем обрабатываемого массива R–R-интервалов (размер выборки) должен быть сведен к минимуму. Это вызвано необходимостью получения значений индекса напряженности в реальном времени на борту сверхманевренного самолета, где нагрузки по пилотажу следуют одна за другой и длятся всего несколько секунд. Однако при этом следует обеспечить получение достоверных значений статистических параметров, отражающих психофизиологическое состояние оператора в реальном времени.

Алгоритм, удовлетворяющий поставленным требованиям, может быть сформирован на основе непараметрических критериев математической статистики. Непараметрические критерии различий получили большое распространение [7], [8] из-за ряда преимуществ. Во-первых, при распределениях, далеких от нормального, непараметрические критерии позволяют обнаружить существенные различия тогда, когда, например критерий Стьюдента их не выявляет. Во-вторых, при распределениях, близких к нормальному, непараметрические критерии также дают хороший результат, часто не уступающий параметрическим критериям. Наконец, при априорной неопределенности относительно распределения анализируемой выборки оправданно применение именно непараметрических критериев.

При оценке различий двух групп наблюдений с математической точки зрения необходимо установить, относятся ли данные группы к одному распределению (это означало бы, что между ними нет надежных различий), или они с определенной степенью достоверности должны быть отнесены к разным распределениям.

Для реализации обработки на основе непараметрических критериев разработано алгоритмическое обеспечение проведения исследований, предусматривающее использование G-критерия знаков, T-критерия Вилкоксона, Q-критерия Розенбаума и U-критерия Манна–Уитни.

G-Критерий знаков предназначен для сравнения состояния некоторого свойства у членов двух зависимых выборок. Критерий применен для выяснения направления сдвига при переходе от одного измерения статистического параметра к другому.

U-Критерий Манна–Уитни предназначен для оценки различия величин R–R-интервалов двух выборок. Этот критерий основан на подсчете числа инверсий U (перестановок) членов в их общем упорядоченном ряду.

Q-Критерий Розенбаума применяется для оценки различий между двумя независимыми выборками по уровню какого-либо признака или свойства, измеренного количественно.

Алгоритм проведения исследования на основе G-критерия знаков представлен на рис. 3.

Из исходного массива R–R-интервалов выделяются две выборки  $\{b_1\}$  и  $\{b_2\}$  одного и того же объема, определяемого указанными ранее ограничениями на длительность и количество интервалов анализа. Экспериментально определено, что в рамках рассматривае-

мой задачи это количество лежит в интервале  $5 < N < 300$ . Затем определяется доминирующая тенденция изменений интервалов при переходе от одной выборки к другой. Для этого в переменной  $k$  подсчитывается разница между величинами интервалов, имеющих один и тот же номер в обеих выборках, а затем определяется знак переменной. В переменной  $n_+$  подсчитывается количество пар выборок, дающих отрицательное значение  $k$ , а в переменной  $n_-$  – количество пар, дающих положительное значение.

Для критерия знаков нулевые значения не имеют значимости. Поэтому, если в переменной  $k$  получено нулевое значение, объем выборки корректируется уменьшением значения  $N$ , т. е. исключением соответствующей пары значений интервалов из рассмотрения.

Из двух полученных значений количества разностей типичным ( $n_T$ ) считается имеющее большее значение, а нетипичным ( $n_{HT}$ ) – меньшее.

Сформулируем гипотезы:  $H_0$  – сдвиг в типичную сторону является случайным и  $H_1$  – сдвиг в типичную сторону является неслучайным. Эмпирическое значение  $G$ -критерия  $G_{ЭМП}$  устанавливается равным количеству нетипичных сдвигов.

По таблице  $G$ -критерия [8] с учетом скорректированного объема выборки  $N$  определяются квантили распределения:  $G_{кр1}$ , соответствующий уровню 1 %;  $G_{кр2}$ , соответствующий уровню 5 %. Если  $G_{ЭМП} < G_{кр1}$ , то гипотеза  $H_0$  отвергается абсолютно, если  $G_{кр1} < G_{ЭМП} < G_{кр2}$ , то  $H_0$  отвергается, а  $H_1$  принимается на уровне значимости 5 %. Вообще чем меньше  $G_{ЭМП}$ , тем более вероятно, что сдвиг в типичном направлении статистически достоверен.

Если значимые различия с помощью  $G$ -критерия выявить не удалось или их значимость признана недостаточной, возможно применение других рассмотренных критериев.

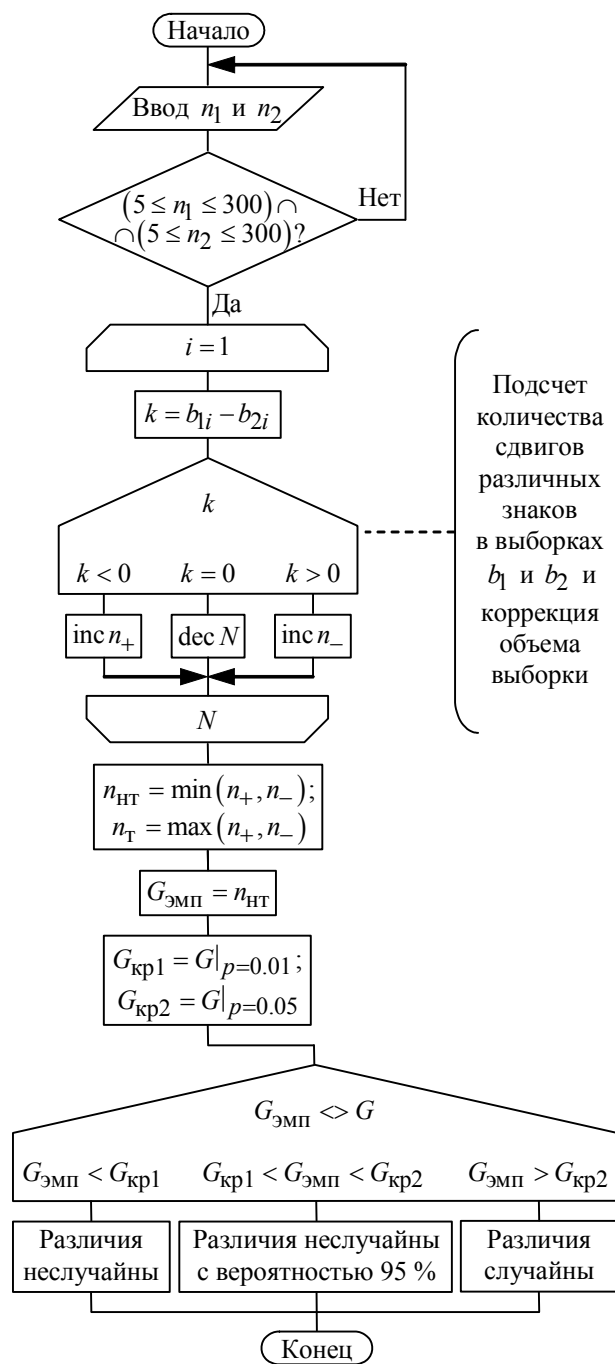


Рис. 3

Таким образом, предложенный подход с использованием непараметрических критериев математической статистики позволяет произвести отбраковку недоверенных R–R-интервалов из заданной выборки с заданной достоверностью результата.

В настоящей статье предложен подход для оценки адекватности комплексной нагрузки состоянию организма летчика сверхскоростного самолета с помощью контроля за энергетическим резервом его организма. Кроме того, с помощью индекса напряженности возможен также оперативный предполетный контроль состояния летчика, поскольку такой вид контроля позволяет оценить не только состояние его организма в конкретный момент времени, но и (косвенно) резерв его потенциальных ресурсов для предстоящей работы.

### Список литературы

1. Биотехнические системы. Теория и проектирование: учеб. пособие / под ред. В. М. Ахутина Л.: Изд-во ЛГУ, 1981. 220 с.
2. Орлов В. А. Метод и технические средства для оценки адекватности комплексной нагрузки состоянию организма пилотов сверхскоростных самолетов: Автореф. дис. ... канд. техн. наук / СПбГЭТУ "ЛЭТИ". СПб., 1999. 16 с.
3. Баевский Р. М. Математический анализ измерений сердечного ритма при стрессе. М.: Наука, 1984. С. 62–69.
4. Лившиц М. Е., Разумов С. А., Гусельников О. Н. К вопросу об использовании интегральных показателей регуляции сердечного ритма для оценки функционального состояния спортсмена // Теория и практика физической культуры. 1986. № 12. С. 37–39.
5. Романов В. В., Левинский Н. И., Чернова И. Н. Применение метода вариативности ЧСС для оценки деятельности операторов // Воен.-мед. журн. 1983. № 5. С. 47–49.
6. Heart rate variability. Standards of measurements, physiological interpretation and clinical use. Task force of the European society of cardiology and the North American society of pacing and electrophysiology // Circulation. 1996. Vol. 93. P. 1043–1065.
7. Будрейка Н. Н. Непараметрические методы исследования в психологии // Психологическая наука и образование. 2007. № 1. С. 40–48.
8. Холлендер М., Вульф Д. А. Непараметрические методы статистики. М.: Фин. и стат., 1983. 120 с.

*N. V. Lysenko, N. A. Sadykova*  
*Saint-Petersburg state electrotechnical university "LETI"*

#### **Pilot's physiological state estimation during the flight**

*Pilot's organism physiological state estimation method based on energy metabolism processes, on a balance between catabolic and anabolic processes connected with energy accumulation and expenditure proceeding in a pilot's organism in real activity are cited. Mathematical analysis of heart rate distribution parameters statistical estimation with distribution-free test is proposed.*

Pilot's organism state control, biotechnical system, R–R-interval, distribution-free test, algorithmic description

Статья поступила в редакцию 30 сентября 2009 г.





Телевидение и обработка изображений

УДК 681.323:621.391.837

И. В. Разин

Санкт-Петербургский государственный электротехнический  
университет "ЛЭТИ"

## Сравнительный количественный анализ отклика дифференциальных операторов на перепад яркости

*Проведен сравнительный количественный анализ отклика дифференциальных операторов на перепад яркости изображения. Рассмотрены три модели перепада яркости, профиль которых можно определить терминами "ступенчатый", "трапецевидный" и "колоколообразный". Сравнительной оценке подверглись дифференциальные операторы, синтезированные с использованием гладких функций, и оператор Превитта. Полученные характеристики операторов позволили отдать предпочтение операторам, синтезированным с использованием гладких функций.*

**Изображение, модель перепада яркости, величина перепада, крутизна перепада, дифференциальный оператор, гладкая функция, весовая функция, амплитудная характеристика, амплитудно-частотная характеристика**

Двумерная информация как продукт регистрации и отображения разнообразных физических полей реального микро- и макромира составляет основную долю анализируемого человеком информационного потока и служит основой для принятия им осмысленных решений и последующего выполнения конкретных целенаправленных действий. Она настолько вошла в повседневную жизнь, что люди не задумываются о природе ее возникновения, а постоянное развитие физических методов регистрации различных диапазонов электромагнитного излучения позволяет получать новую, недоступную ранее информацию, которая затем отображается в привычной для ее зрительного восприятия форме. Естественно, что развиваются и методы обработки и анализа регистрируемой визуальной информации.

**Постановка задачи.** Осмысление двумерной информации связано с интерпретацией разрывов воспринимаемой яркостной картины и приводит к необходимости введения и определения термина "перепад яркости" – одной из фундаментальных характеристик изображения. На качественном уровне перепад яркости представляется некоторой переходной областью между участками изображения с относительно неизменными, но различными ее уровнями, разность между которыми определяет абсолютную величину яркостного перепада. Очевидно, что описание перепада можно дополнить следующими характеристиками: ориентацией в плоскости изображения, протяженностью в направлении разрыва яркости и его крутизной, используя при этом такие определения, как "крутой" или "пологий". Указанные качественные характеристики описания перепада основаны на информационном анализе некоторого множества соседних элементов изображения, поскольку, обладая информацией о яркости отдельного элемента, невозможно ответить на вопрос: является ли он элементом этой переходной области, т. е. может ли данный элемент быть отне-

сен к перепаду яркости? Для корректного определения термина "перепад яркости" качественным характеристикам должны быть сопоставлены количественные оценки, которые невозможно получить без выбора подходящей модели перепада. Под словом "подходящая" будем понимать такую модель перепада (или их совокупности), параметры которой позволили бы отобразить, по возможности, известное многообразие перепадов.

**Модели перепада яркости.** В настоящей статье исследованы три функции, моделирующие поперечное сечение (профиль) идеального ступенчатого, трапециевидного и колоколообразного пространственных перепадов яркости, ориентированных вдоль вертикальной пространственной оси. Выбор одномерных функций не нарушает общности дальнейшего изложения, поскольку подобные сечения перепадов яркости можно получить в перпендикулярном произвольной ориентации перепада направлении, и обусловлен сходством их с реально встречающимися профилями пространственного перепада. Функции, соответствующие идеализированному ступенчатому [ $F_1(n)$ , рис. 1, а], трапециевидному [ $F_2(n)$ , рис. 1, б] и колоколообразному [ $F_3(n)$ , рис. 1, в] перепадам яркости, определяются следующими выражениями:

$$F_1(n) = \begin{cases} C, & n \leq d_1; \\ C + A, & n \geq d_1; \\ C, & n \geq d_2; \end{cases}$$

$$F_2(n) = \begin{cases} C, & n < d_3; \\ C + (n - d_3) \operatorname{tg} \alpha, & d_3 \leq n < d_4; \\ C + A, & d_4 \leq n < d_5; \\ C + A - (n - d_5) \operatorname{tg} \alpha, & d_5 \leq n < d_6; \\ C, & n > d_6; \end{cases}$$

$$F_3(n) = \begin{cases} C + \frac{A}{1 + \exp^{-a(n-d_7)}}, & n < d_8; \\ C + A - \frac{A}{1 + \exp^{-a(n-d_9)}}, & n \geq d_8, \end{cases}$$

где  $C = 10$  – уровень фонового сигнала;  $A = 60$  – величина перепада;  $d_1 = 28$  и  $d_2 = 52$  – позиции положительного и отрицательного перепадов яркости функции  $F_1(n)$  соответственно;  $d_3 = 24$  и  $d_4 = 34$  – отсчеты, определяющие начало и окончание положительного фронта функции  $F_2(n)$  соответственно;  $d_5 = 46$  и  $d_6 = 56$  – отсчеты, определяющие начало и окончание отрицательного фронта функции  $F_2(n)$  соответственно;  $\alpha = \operatorname{arctg} [A / (d_4 - d_3)]$  – крутизна фронтов;  $d_7 = 30$  и  $d_9 = 50$  – отсчеты, при которых функция перепада  $F_3(n) = (C + A/2)$ ;  $d_8 = (d_7 + d_9) / 2 = 40$  – позиция оси симметрии перепада функции  $F_3(n)$ ;  $a = 0.6$  – параметр, определяющий крутизну экспоненты.

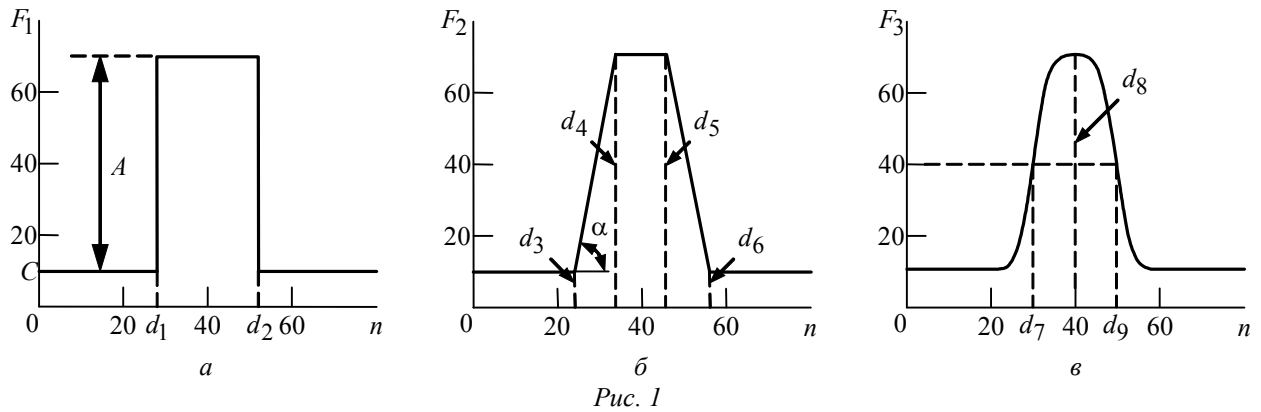


Рис. 1

**Дифференциальные операторы.** Традиционно вопрос подчеркивания перепадов решается с использованием известных дискретных дифференциальных операторов Собела и Превитта размером  $3 \times 3$  элемента, а также операторов большего размера [1], [2]. Выбор последних обусловлен желанием проанализировать большую, чем  $3 \times 3$  элемента, пространственную область цифрового изображения. Именно с их помощью можно подчеркивать (детектировать) наиболее информативные участки изображения, каковыми и являются перепады яркости. Однако существенными недостатками этих операторов являются разрывность функций, их реализующих, и неинвариантность к преобразованию вращения. В работе [3] приведен ряд новых дифференциальных операторов, синтезированных на основе гладких функций. Данные операторы представляют серьезную альтернативу классическим операторам, поскольку позволяют устранить указанные недостатки последних. Приведем полученные в [3] выражения для производных первого порядка следующих гладких функций:

$$h_B^{(1)}(k) = \frac{-2k}{\sigma_{IB}^2 (1 + k^2 / \sigma_{IB}^2)^2} - \text{производная функции Баттерворта};$$

$$h_M^{(1)}(k) = \frac{-4k}{\sigma_{IM}^2 (1 + k^2 / \sigma_{IM}^2)^3} - \text{производная функции Моффата};$$

$$h_G^{(1)}(k) = (-k / \sigma_{IG}^2) \exp(-k^2 / 2\sigma_{IG}^2) - \text{производная функции Гаусса};$$

$$h_L^{(1)}(k) = \frac{-4k^3}{\sigma_{IL}^4 (1 + k^4 / \sigma_{IL}^4)^2} - \text{производная функции Лоренца}.$$

Отсчеты каждой производной нормированы на сумму их положительных значений. Совокупностями значений нормированных производных  $h_B^{(1)}(k)$ ,  $h_M^{(1)}(k)$ ,  $h_G^{(1)}(k)$  и  $h_L^{(1)}(k)$  для целочисленных значений аргумента  $k$  определяются весовые коэффициенты дифференциально-сглаживающих операторов Баттерворта, Моффата, Гаусса и Лоренца соответственно. Графики весовых коэффициентов указанных операторов, а также классического оператора Превитта (Собела), приведены на рис. 2. Они получены для следующих значений параметров производных:  $\sigma_{IB} = \sqrt{3} = 1.732$ ;  $\sigma_{IM} = \sqrt{5} = 2.236$ ;  $\sigma_{IG} = 1$ ;  $\sigma_{IL} = \sqrt[4]{5/3} = 1.136$ , обеспечивающих расположение экстремальных значений весовых коэффициентов всех

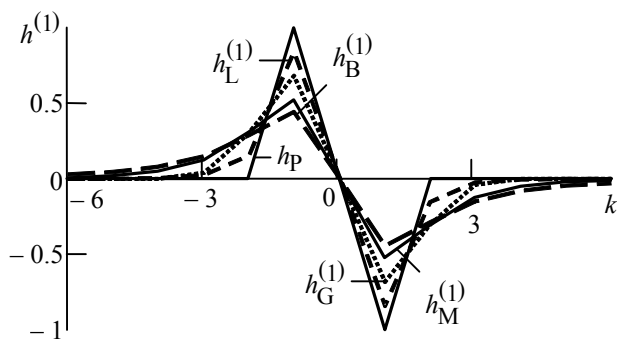


Рис. 2

операторов при значении аргумента  $|k|=1$  [3]. На графиках рис. 2 можно отметить различную скорость стремления к нулю весовых коэффициентов для различных операторов при удалении от нулевого значения аргумента. Поэтому выбор того или иного оператора производится после предварительного анализа яркостной структуры изображения и объясняется стремлением в большей или меньшей степени учесть весовой вклад, вносимый в отклик удаленными от центра оператора элементами. Так, например для придания большей значимости и важности информации удаленных от центра оператора элементов, необходимо для подчеркивания перепадов использовать оператор Баттерворта.

Количественный анализ дифференциальных операторов. Анализировались отклики дифференциально-сглаживающих операторов, представляющие собой результат дискретной свертки их весовых функций с функциями каждого из перепадов (см. рис. 1, а-в):

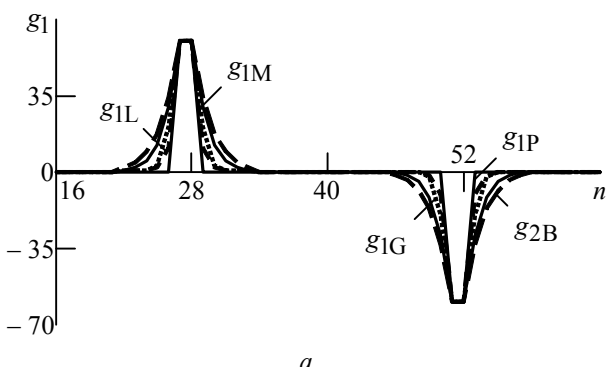
**Количественный анализ дифференциальных операторов.** Анализировались отклики

дифференциально-сглаживающих операторов, представляющие собой результат дискретной свертки их весовых функций с функциями каждого из перепадов (см. рис. 1, а-в):

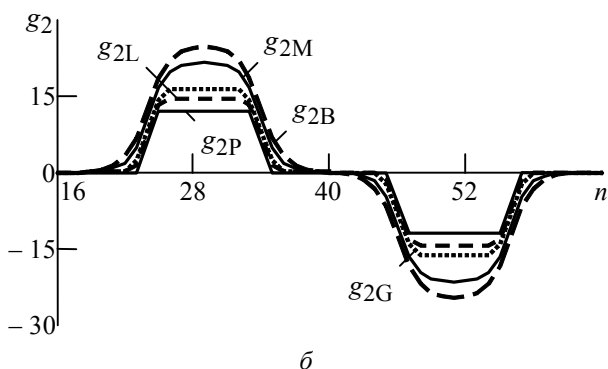
$$g_{i*}(n) = \sum_k F_i(n-k)h_*^{(1)}(k),$$

где  $i=1, 2, 3$  – цифровой индекс функции перепада;  $* \in \{B, G, L, M, P\}$  – буквенный индекс дифференциально-сглаживающего оператора.

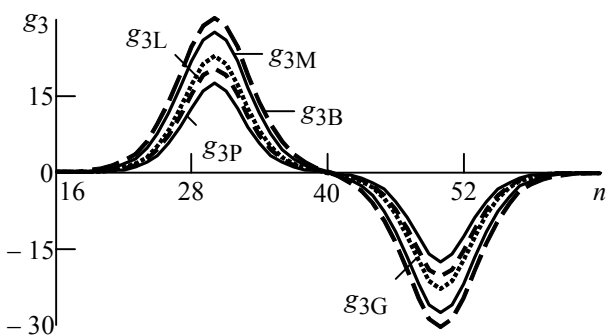
На рис. 3, а-в приведены графики откликов дифференциально-сглаживающих операторов  $g_{1*}(n)$ ,  $g_{2*}(n)$ ,  $g_{3*}(n)$  соответственно. Несмотря на существенное различие в откликах различных операторов для всех откликов можно отметить одинаковую тенденцию "затягивания" перепадов. Это объясняется отличными от нуля значениями весовых коэффициентов, удаленных от центра весовой функции, причем, чем большие значения имеют наиболее удаленные от центрального весовые коэффициенты оператора, тем в большей степени проявляется эффект "затягивания". Однако при этом повышается чувствительность дифференциально-сглаживающего оператора. Таким обра-



а



б



в

Рис. 3

зом, повышение чувствительности оператора приводит к нежелательному эффекту "затягивания" перепада.

Чувствительность исследована на примере зависимостей максимальных значений откликов дифференциальных операторов  $g_{2*_{\max}}$  от крутизны  $\alpha$  переднего фронта "трапецевидного" перепада  $F_2(n)$  (см. рис. 1, б), представленных на рис. 4.

Из графиков на этом рисунке видно, что во всем диапазоне изменения крутизны перепада чувствительность оператора Баттерворта максимальна, далее в порядке убывания чувствительности следуют дифференциально-сглаживающие операторы Моффата, Гаусса, Лоренца, а наименьшей чувствительностью обладает оператор Превитта.

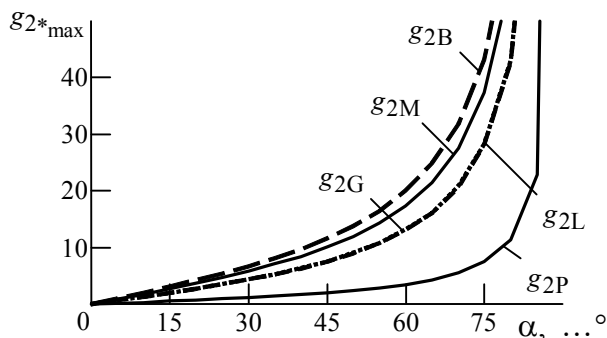


Рис. 4

Необходимо заметить, что амплитудные характеристики имеют представленный вид, только если наклонная часть перепада превосходит 13 элементов, т. е. оказывается не меньше протяженности весовой функции дифференциального оператора. При меньшей протяженности максимальные значения откликов операторов уменьшаются. Этот факт подтверждается нормированными амплитудно-частотными характеристиками операторов (рис. 5, а). Для их построения смоделированы восемь последовательностей импульсов  $F_1(n)$  с одинаковой величиной перепада, постоянной скважностью, равной двум, и периодами следования, равными  $16T$ ,  $14T$ ,  $12T$ ,  $10T$ ,  $8T$ ,  $6T$ ,  $4T$  и  $2T$ , где  $T$  – интервал дискретизации. Два примера такой последовательности импульсов и отклики на нее пяти дифференциальных операторов приведены на рис. 6, а и б. Период последовательности на рис. 6, а составил  $4T$ , а на рис. 6, б –  $16T$ . По оси ординат на рис. 5 отложена нормированная величина  $\theta_* = g_{1*_{\max}}/A$ . Такая нормировка отклика приводит к инвариантности амплитудно-частотной характеристики дифференциальных операторов – независимости ее от величины перепада.

Из графиков на рис. 5, а следует, что чувствительность операторов падает до нуля с уменьшением периода последовательности. Этот результат является следствием недостаточной частоты дискретизации. Справедливость данного утверждения следует из рис. 5, б, на котором приведены амплитудно-частотные характеристики дифференциальных операторов, по-

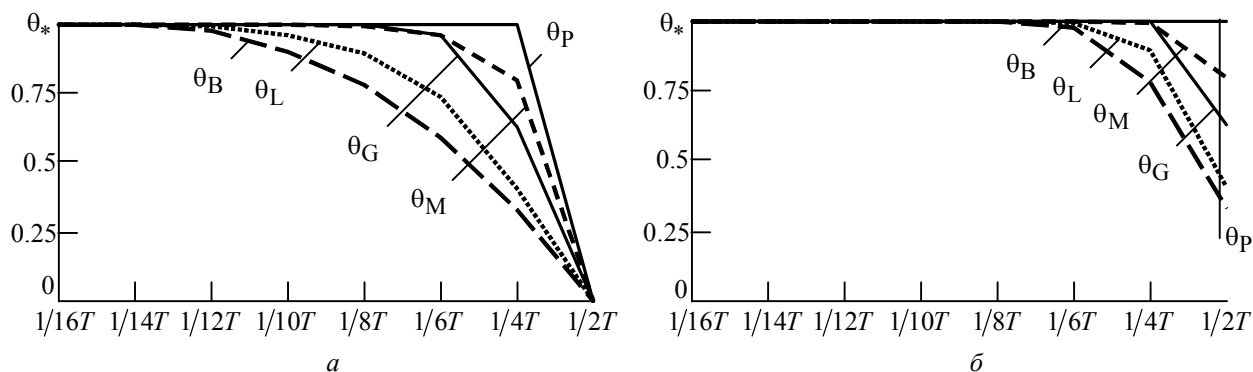


Рис. 5

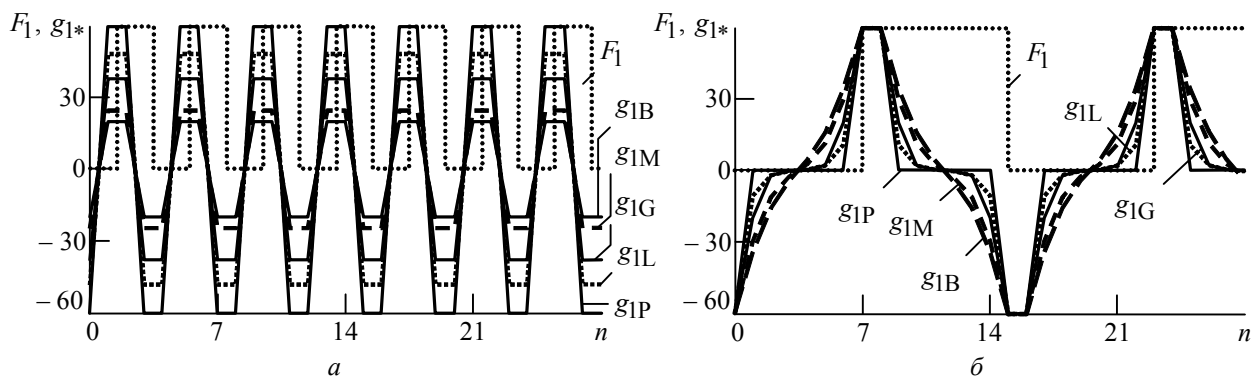


Рис. 6

лученные при дискретизации перепадов с удвоенной частотой. Дальнейшее увеличение частоты дискретизации приведет к еще большему подъему характеристик на высоких частотах.

Проведенное исследование позволяет сделать следующие выводы.

- В силу различных физических ограничений (например, конечных пространственных размеров функции рассеяния точки регистрирующей аппаратуры) исследователь на практике сталкивается с плавными перепадами яркости, не имеющими резких изломов. По этой причине предпочтение следует отдать колоколообразной модели перепада яркости.
- Амплитудная характеристика дифференциального оператора характеризует его чувствительность, и знание ее позволяет детектировать перепады яркости в интересующем исследователя и априори им заданном диапазоне крутизны. Рабочий диапазон амплитудных характеристик дифференциальных операторов лежит в правой части графика на рис. 4 и соответствует крутизне перепада  $\alpha \geq 45^\circ$ . Анализ графиков на рис. 4 показывает, что дифференциально-сглаживающие операторы на основе гладких функций обладают большей в сравнении с известными классическими операторами чувствительностью во всем диапазоне крутизны перепада, причем наибольшей чувствительностью обладает оператор Баттерворта, а наименьшей – оператор Превитта. В силу важности чувствительности несмотря на присущий дифференциально-сглаживающим операторам эффект "затягивания" перепада предпочтение следует отдать именно этим операторам. Эффект "затягивания" перепада можно существенно уменьшить, применив к изображению поэлементное нелинейное преобразование.
- Анализ зависимостей приведенных на рис. 5 показал, что для достаточно крутого перепада яркости при значении  $\alpha = 80^\circ$  (разность между соседними отсчетами превышает пять уровней квантования), а значит, и потенциально большого контраста, величина отклика любого оператора не превышает диапазон  $\pm 24$  единиц. На практике (особенно для мало-контрастных изображений) этот диапазон существенно меньше. Превышение отклика граничных значений указанного диапазона (см. рис. 4), означает появление достаточно редкого события: а именно, перепада с крутизной, оцениваемой углом  $\alpha > 80^\circ$ .
- Анализ указанных ранее графиков показал также, что чувствительность операторов падает с уменьшением периода перепада, причем снижение чувствительности происходит тем заметнее, чем более чувствителен оператор. Так, при периоде  $12T$  отклики всех операторов практически не отличаются, но при периоде  $6T$  их различие становится весьма заметным. Особо следует отметить, что при периоде  $2T$  отклики всех операторов равны нулю, т. е. все

они нечувствительны к наиболее высокочастотным изменениям яркости. Это означает, что для эффективной работы дифференциально-сглаживающих операторов частота дискретизации исходного сигнала должна быть увеличена по крайней мере вдвое.

- Имея априорную информацию о структуре изображения, при решении задачи подчеркивания перепадов яркости можно дать рекомендацию качественного характера: для пологих перепадов и больших по занимаемой площади объектов следует использовать оператор Баттерворта, для крутых перепадов и небольших объектов – оператор Лоренца. Компромиссным решением для дифференциально-сглаживающих операторов между значительной чувствительностью на протяженных перепадах и недопущением ее существенного снижения с уменьшением протяженности этих перепадов можно считать и ограничение диапазона аргумента их весовых функций величиной  $|k| > 3$ , что приводит к "урезанию хвостов".

Проведенный количественный анализ дифференциальных операторов нельзя считать полным без учета искажений перепада яркости шумовой составляющей сигнала. Для проведения такого анализа необходимо использовать модели пространственных перепадов яркости и пространственных дифференциальных операторов, что является предметом дальнейших исследований.

### Список литературы

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений / пер. с англ.; под ред. П. А. Чочиа. М.: Техносфера, 2005. 1070 с.
2. Прэйт У. Цифровая обработка изображений: в 2 кн. Кн. 2 / пер. с англ.; под ред. Д. С. Лебедева. М.: Мир, 1982. 790 с.
3. Разин И. В. К вопросу синтеза двумерных адаптивных фильтров на основе гладких функций // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2009. Вып. 3. С. 35–48.

*I. V. Razin*  
*Saint-Petersburg state electrotechnical university "LETI"*

#### **Comparative quantitative analysis of the differentiation operators response on image brightness differences**

*The comparative quantitative analysis of differentiation operators response on brightness difference is carried out. Three models of the brightness difference which profile can be defined terms "step", "trapezoid" and "bell-formed" are used. The differentiation operators synthesised with use of continuously differentiable functions, and operator Previtt have undergone to a comparative estimation. The characteristics of operators received in work have allowed to prefer the operators synthesised with use of continuously differentiable functions.*

**Image, brightness difference model, brightness difference level, brightness difference steepness, differentiation operator, continuously differentiable function, weighting function, gain characteristic, frequency response function**

Статья поступила в редакцию 14 сентября 2009 г.



## Когерентное поле, рассеянное шероховатой поверхностью в зеркальном направлении при скользящих углах облучения

*Представлена зависимость когерентного коэффициента отражения электромагнитного поля шероховатой поверхностью в зеркальном направлении при скользящем облучении от угла скольжения радиоволны и от степени неровности поверхности.*

### Радиолокация, скользящие углы облучения, рассеяние вперед, шероховатая поверхность, когерентный коэффициент отражения

Для определения характеристик радиолокационного рассеяния объектов, расположенных вблизи границы раздела двух сред (например, воздух – взволнованная морская поверхность [1]), необходимо иметь сведения о поле, отраженном от статистически шероховатой подстилающей поверхности в зеркальном направлении, называемом также рассеянием вперед. Информация о поле, рассеянном вперед, необходима и при разработке систем радиосвязи.

При описании коэффициента отражения радиоволн от возмущенной поверхности моря используют статистическую модель. Большой вклад в разработку статистической модели отражения радиоволн вперед от морской поверхности внесли сотрудники лаборатории прикладной физики американского Университета Джона Хопкинса [2]–[4].

В рамках указанной модели в отраженном поле выделяют когерентный (детерминированный) и некогерентный (флуктуационный) компоненты, каждый из которых подчиняется определенным закономерностям. Когерентный компонент связан со средней напряженностью поля, отраженного взволнованной поверхностью моря в зеркальном направлении. Когерентный компонент комплексного коэффициента отражения от взволнованной поверхности моря определим как

$$\Gamma_k = \bar{H}_{\text{отр}} / H_{\text{п}}, \quad (1)$$

где  $\bar{H}_{\text{отр}}$  – средняя напряженность магнитного поля отраженной волны;  $H_{\text{п}}$  – напряженность магнитного поля падающей волны.

Некогерентный компонент комплексного коэффициента отражения учитывает флуктуации амплитуды и фазового сдвига рассеянного вперед поля. Модель некогерентного компонента, как правило, базируется на результатах натуральных измерений [1].

С начала 60-х гг. XX в. на протяжении многих десятилетий в научной литературе [1]–[5] для когерентного компонента (1) комплексного коэффициента отражения используют приближенную оценку:



$$\Gamma_k = \Gamma_{\Phi} \exp(-8\pi^2 \alpha^2), \quad (2)$$

где  $\Gamma_{\Phi}$  – коэффициент отражения Френеля от гладкой морской поверхности;  $\alpha$  – обобщенный параметр, учитывающий условия облучения. Параметр  $\alpha$  определяется выражением

$$\alpha = (\sigma_z / \lambda) \sin \theta, \quad (3)$$

где  $\sigma_z$  – среднеквадратическое отклонение ординат волнового профиля;  $\lambda$  – длина электромагнитной волны;  $\theta$  – угол скольжения поля<sup>9</sup>. Параметр (3) с точностью до постоянного множителя  $4\pi$  совпадает с параметром Релея  $2k\sigma_z \sin \theta$  ( $k = 2\pi/\lambda$  – волновое число). В качестве положительного эффекта использования параметра (3) в формуле (2) следует отметить возможность создания эффективной статистической модели в сложных задачах рассеяния электромагнитных волн на объектах, расположенных вблизи взволнованной морской поверхности [1]. Недостатки введения обобщенного параметра  $\alpha$  изложим далее.

Полностью проблема определения когерентного компонента комплексного коэффициента отражения от морской поверхности не решена до сих пор. С одной стороны, это обусловлено упрощениями и ограничениями, используемыми при получении аналитических соотношений, но не удовлетворяющими современным требованиям, а с другой – введением обобщенного параметра  $\alpha$ , препятствующим корректному определению границ применимости модели.

Формула (2) справедлива только при гауссовском распределении ординат морского волнения; она не учитывает явления затенения и переотражения электромагнитного поля между гребнями волн.

Экспериментальные исследования показали [4], что при  $\alpha > 0.1$  значения модуля когерентного компонента комплексного коэффициента отражения, вычисленные в соответствии с выражением (2), оказываются сильно заниженными, причем по мере увеличения  $\alpha$  погрешность расчета возрастает.

Для модели Амента характерно противоречивое поведение оценки (2), связанное с введением обобщенного параметра  $\alpha$ . Во-первых, некоторым комбинациям значений параметров  $\theta$  и  $\sigma_z$  соответствуют одинаковые значения параметра  $\alpha$ , а следовательно, одинаковые значения модуля когерентной компоненты  $|\Gamma_k|$ . Например значение  $|\Gamma_k| = 0.766$ , соответствует комбинациям  $\theta = 1^\circ$ ;  $\sigma_z = 0.1$  м и  $\theta = 0.2^\circ$ ;  $\sigma_z = 0.5$  м. Однако наличие одинаковой когерентной составляющей в отраженном поле при различных условиях облучения не подтверждается экспериментально. Во-вторых, в соответствии с (2)  $|\Gamma_k| \rightarrow 1$  при независимом устремлении к нулю как  $\sigma_z$  (что вполне очевидно, так как поверхность

<sup>9</sup> Насколько известно авторам статьи, формулу (2) первым опубликовал в работе [5] сотрудник Научно-исследовательской лаборатории Военно-Морских сил США (Naval research laboratory, Washington, D. C.) Амент в 1953 г. В связи с этим в научной литературе ее часто называют формулой Амента, хотя сам Амент в [5] и указал (правда, не приведя ссылок на конкретные работы), что этот результат получен впервые Перкерисом (Pekeris) и, независимо, Макфарлейном (MacFarlane) во время Второй мировой войны.

становится гладкой), так и  $\theta$ , что также плохо согласуется с экспериментальными данными о рассеянии электромагнитных волн на взволнованной морской поверхности.

Известные авторам статьи попытки ревизии формулы Амента [6]–[8] успехом не увенчались.

В 1974 г. Миллер и Браун усовершенствовали формулу (2), представив ее в следующем виде [7]:

$$\Gamma_k = \Gamma_{\Phi} \exp(-8\pi^2\alpha^2) I_0(8\pi^2\alpha^2), \quad (4)$$

где  $I_0(\cdot)$  – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка. Однако значения модуля когерентного компонента комплексного коэффициента отражения, вычисленные по формуле (4) при  $\alpha > 0.1$ , оказываются завышенными по сравнению с экспериментальными данными. Кроме того, многие исследователи (см., например, [9]) вообще отказываются признавать модель (4) из-за необоснованных допущений при ее построении.

Фазовый сдвиг когерентного компонента комплексного коэффициента отражения как в модели Амента (2), так и в модели Миллера–Брауна (4), постоянен и совпадает с фазовым сдвигом коэффициента отражения Френеля от гладкой морской поверхности. Это значит, что при изменении волнения может изменяться только модуль когерентного компонента. Другой отличительной особенностью обеих моделей является тот факт, что модуль когерентного компонента комплексного коэффициента отражения зависит только от одного параметра – среднеквадратического отклонения ординат волнового профиля, характеризующего состояние моря, и не зависит ни от угла волнового склона, ни от корреляционных характеристик поверхности.

Авторы работы [8], опубликованной в 2006 г., полагали, что рассеянное вперед поле создают только участки освещенной поверхности. В соответствии с их представлениями формула для когерентного компонента комплексного коэффициента отражения имеет вид

$$\Gamma_k = \Gamma_{\Phi} \exp(-8\pi^2\alpha_1^2 - i2km_z \sin\theta), \quad (5)$$

где  $\alpha_1 = (\sigma_{z1}/\lambda)\sin\theta$ ;  $m_z$  и  $\sigma_{z1}$  – математическое ожидание и среднеквадратическое отклонение ординат освещенных участков волнового профиля соответственно. В связи с отсутствием в литературе установившихся наименований, а также для сокращения записи, далее будем называть (5) моделью Фабро – по фамилии только первого из авторов статьи [8]. Алгоритм поиска освещенных зон представлен в работе [10].

В общем виде сравнить модель Фабро с моделями Амента и Миллера–Брауна не представляется возможным. Это обусловлено тем, что в модели Фабро параметры  $m_z$  и  $\sigma_{z1}$  (а следовательно, и когерентный компонент комплексного коэффициента отражения) зависят еще и от радиуса корреляции морской поверхности. Однозначно можно отметить лишь то, что в основе модели Фабро лежит приближение геометрической оптики со всеми присущими ему недостатками. Кроме того, среднеквадратические отклонения ординат всей поверхности и ее освещенной части связаны соотношением  $\sigma_{z1} < \sigma_z$ , в силу чего модуль когерентного компонента комплексного коэффициента отражения, вычисленный по

формуле (5), больше значения этого компонента, вычисленного по формуле (2). И вследствие смещения освещенной поверхности в вертикальной плоскости в модели Фабро появляется дополнительный (относительно моделей Амента и Миллера–Брауна) фазовый сдвиг когерентного компонента комплексного коэффициента отражения.

В работах [11] и [12] для определения электромагнитного поля, рассеянного взволнованной морской поверхностью, предложен итерационный алгоритм, базирующийся на решении интегрального уравнения. В отличие от приближения геометрической оптики, лежащего в основе моделей Амента, Миллера–Брауна и Фабро, интегральное уравнение обеспечивает строгое решение задачи дифракции. Погрешности расчета поля с помощью интегрального уравнения не связаны с физическими допущениями, упрощающими задачу, и появляются только при численных методах его решения. В работе [13] показано, что итерационный алгоритм обеспечивает высокую точность.

Цель настоящей статьи – представить зависимость модуля когерентного компонента комплексного коэффициента отражения одновременно от среднеквадратического отклонения ординат волнового профиля и от угла скольжения поля. Данная зависимость получена методом статистических испытаний с помощью итерационного алгоритма, предложенного в [11] и [12].

Суть метода статистических испытаний для рассматриваемой задачи состоит в следующем.

Генерировалась реализация двумерной (2D) морской поверхности. В использованной модели поверхность представляла собой набор пространственных гармоник, амплитуды которых есть независимые гауссовские случайные величины с дисперсиями, зависящими от волнового числа в спектре мор-

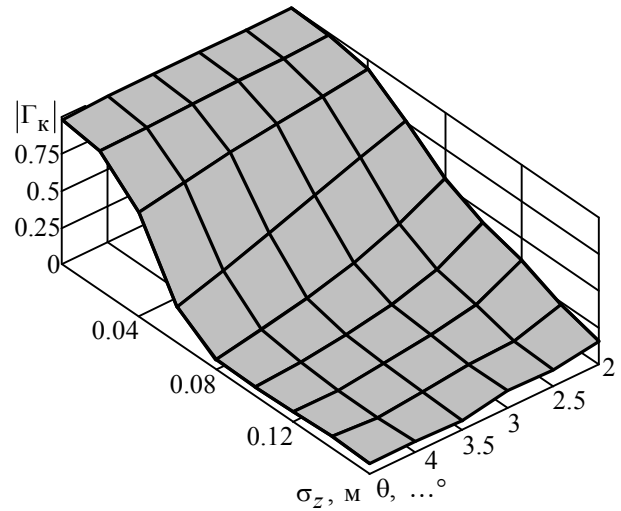


Рис. 1

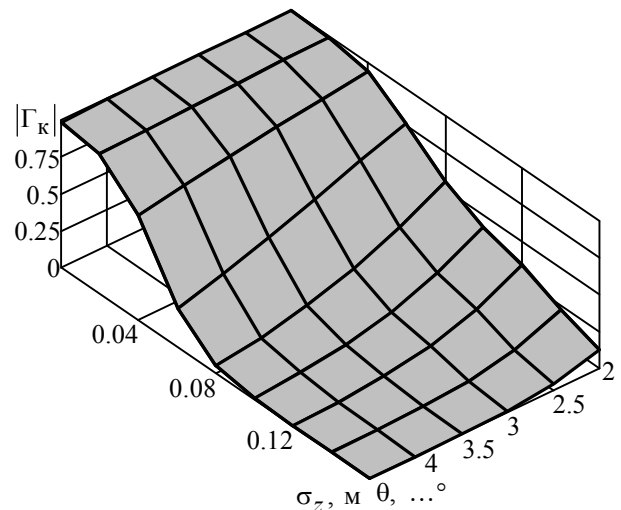


Рис. 2

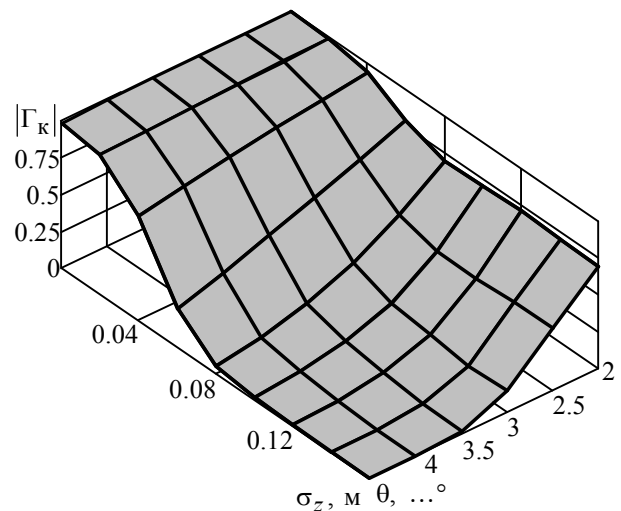


Рис. 3

ских волн. Каждая гармоника распространялась независимо от остальных в соответствии с известным дисперсионным уравнением. Спектр морского волнения описывался формулой Пирсона–Московитца. Для полученной детерминированной реализации поверхности с помощью итерационного алгоритма вычислялась плотность поверхностного тока, а по нему – напряженность магнитного поля электромагнитной волны, рассеянной в зеркальном направлении.

Указанный процесс повторялся требуемое число раз, и по формуле (1) определялся комплексный коэффициент когерентного компонента отражения от взволнованной поверхности моря. Генерировались 40 реализаций поверхности во временной области, что соответствует времени эволюции моря 1 с.

Полученную таким способом зависимость модуля когерентного компонента комплексного коэффициента отражения от среднеквадратического отклонения ординат волнового профиля и угла скольжения поля иллюстрирует рис. 1. Расчеты проведены для горизонтальной поляризации электромагнитного поля с длиной волны  $\lambda = 0.03$  м. Время расчета комплексного коэффициента отражения для одной реализации поверхности составило 12.5 ч.

Аналогичные зависимости для моделей Аменты (2) и Фабро (5) представлены на рис. 2 и 3 соответственно. В модели Фабро для определения освещенной области в каждой из реализаций морской поверхности использован алгоритм, описанный в работе [10].

Для удобства сравнения моделей на рис. 4 представлены сечения поверхности  $|\Gamma_K(\sigma_z, \theta)|$  плоскостью  $\theta = \text{const}$ . Угол  $\theta$  изменялся от  $2^\circ$  (рис. 4, а) до  $4.5^\circ$  (рис. 4, е) с шагом  $0.5^\circ$ . На рисунках сплошные линии соответствуют итерационному алгоритму, штриховые – модели Фабро, штрихпунктирные – модели Аменты.

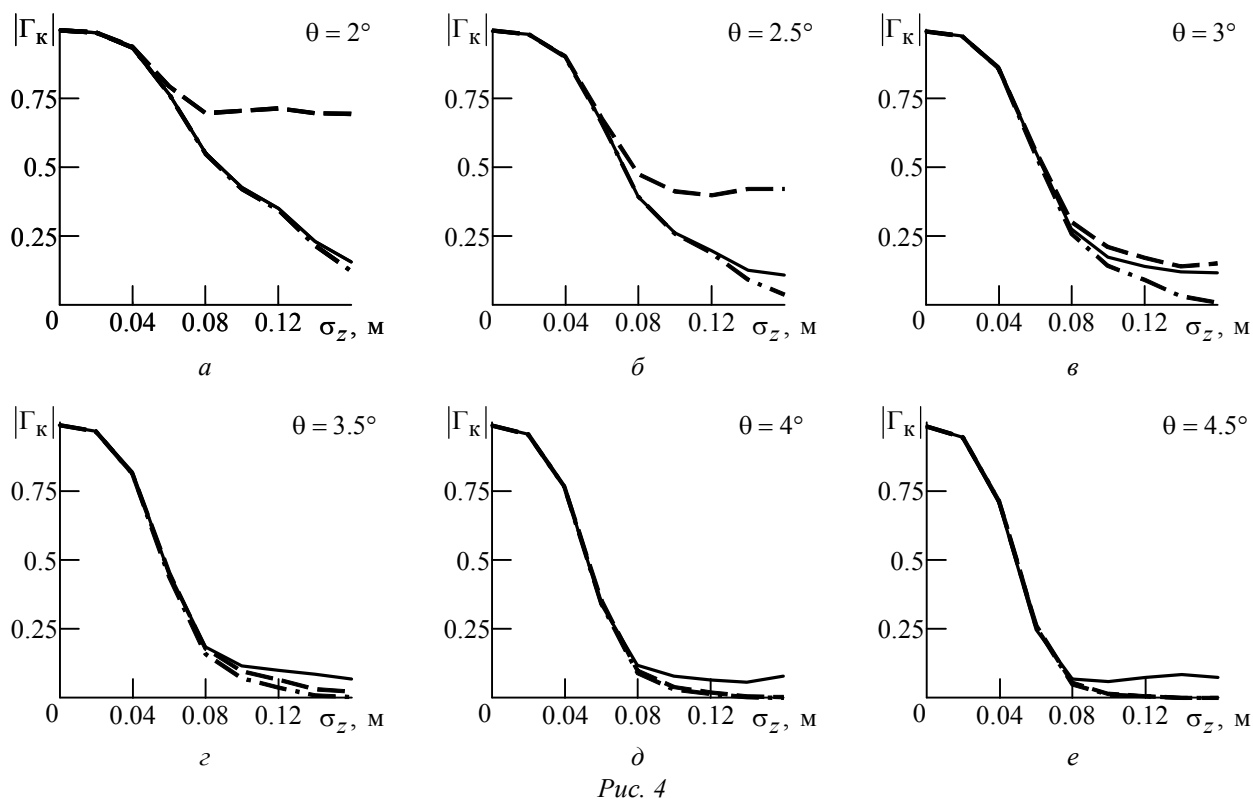


Рис. 4

Анализируя ход кривых на рис. 4, можно заключить, что при слабом волнении (малых  $\sigma_z$ ) во всем диапазоне рассматриваемых углов скольжения  $\theta$  все три модели дают практически одинаковые значения модуля когерентного компонента комплексного коэффициента отражения. Однако с увеличением как  $\sigma_z$ , так и  $\theta$ , оценка модуля когерентного компонента, получаемая из модели Амента, занижается. Для модели Фабро поведение указанной оценки более противоречивое. Для малых углов скольжения поля при усилении волнения наблюдается ее существенное завышение, а при одновременном увеличении  $\sigma_z$  и  $\theta$ , наоборот, ее занижение.

Математическая модель когерентного компонента комплексного коэффициента отражения, полученная методом статистических испытаний с помощью итерационного алгоритма, имеет вид

$$|\Gamma_k(\sigma_z, \theta)| = a_0(\theta) + a_1(\theta)\sigma_z + a_2(\theta)\sigma_z^2 + a_3(\theta)\sigma_z^3 + a_4(\theta)\sigma_z^4 + a_5(\theta)\sigma_z^5, \quad (6)$$

где  $\sigma_z \in [0.005 \text{ м}, 0.16 \text{ м}]$ , а коэффициенты разложения представлены в таблице.

$\theta, \dots^\circ$	$a_0$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	$a_5$
2.0	1.001	-0.102	-113.98	306	3134	-11 870
2.5	0.994	1.022	-219.32	1206	3278	-24 090
3.0	0.981	4.133	-468.48	5287	-21 017	24 380
3.5	0.967	7.623	-788.20	11 545	-66 947	139 870
4.0	0.989	3.911	-793.67	12 659	-76 965	165 860
4.5	0.994	2.974	-928.81	16 094	103 160	229 220

Таким образом, строгое решение задачи рассеяния радиоволн морской поверхностью с помощью итерационного алгоритма позволило сформировать более точную модель (6) для когерентного компонента комплексного коэффициента отражения.

### Список литературы

1. Леонтьев В. В. Феноменологическая теория рассеяния радиоволн морскими объектами. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2006. 216 с.
2. Beard C. I., Katz I. The dependence of microwave radio signal spectra on ocean roughness and wave spectra // IRE Trans. on antenn. and propag. 1957. Vol. 5, № 2. P. 183–191.
3. Spetner L. M. A statistical model for forward scattering of waves off a rough surface // IRE Trans. on antenn. and propag. 1958. Vol. 6, № 1. P. 88–94.
4. Beard C. I. Coherent and incoherent scattering of microwaves from the ocean // IRE Trans. on antenn. and propag. 1961. Vol. 9, № 5. P. 470–482.
5. Ament W. S. Toward a theory of reflection by a rough surface // Proc. of the IRE. 1953. Vol. 41, № 1. P. 142–146.
6. Miller A. R., Brown R. M., Vegh E. V. New derivation for the rough-surface reflection coefficient and for the distribution of sea-wave elevations // IEE Proc. 1984. Vol. 131, № 1. P. 114–116.
7. Forward radar propagation over a rough sea surface: a numerical assessment of the Miller–Brown approximation using a horizontally polarized 3-GHz line source / D. E. Freund, N. E. Woods, H.-C. Ku, R. S. Awadallah // IEEE Trans. on antenn. and propag. 2006. Vol. 54, № 4. P. 1292–1304.
8. Fabbro V., Bourlier C., Combes P. F. Forward propagation modeling above Gaussian rough surfaces by the parabolic wave equation: introduction of the shadowing effect // Progress in electromagnetic research. 2006. Vol. 58. P. 243–269.
9. Barrick D. E. Grazing behavior of scatter and propagation above any rough surface // IEEE Trans. on antenn. and propag. 1998. Vol. AP-46, № 1. P. 73–83.
10. Бородин М. А., Леонтьев В. В. Алгоритм поиска освещенных зон для приближенного решения задачи зеркального отражения радиоволн при скользком облучении шероховатой поверхности // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2008. Вып. 6. С. 41–47.

11. Леонтьев В. В., Бородин М. А., Богин Л. И. Рассеяние электромагнитных волн шероховатой поверхностью в зеркальном направлении при скользящем облучении // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2007. Вып. 2. С. 3–14.

12. Леонтьев В. В., Бородин М. А., Богин Л. И. Итерационный алгоритм расчета поля, рассеянного шероховатой поверхностью // Радиотехника и электроника. 2008. Т. 53, № 5. С. 537–544.

13. Бородин М. А., Леонтьев В. В. Анализ точностных характеристик итерационного алгоритма вычисления поля, рассеянного шероховатой поверхностью // Радиотехника и электроника. 2009. Т. 54, № 9. С. 1–6.

*M. A. Borodin, V. V. Leontyev*

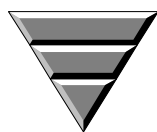
*Saint-Petersburg state electrotechnical university "LETI"*

**Coherent field scattering from rough surface in specular direction at grazing incidence**

*The electromagnetic wave coherent reflectance from rough surface in specular direction at grazing incidence as the function of grazing angle and surface height is suggested.*

Radiolocation, low grazing angle, forward scattering, rough surface, coherent reflectance

Статья поступила в редакцию 17 сентября 2009 г.



Электроника СВЧ

УДК 621.385.69;530.162

**А. С. Плахотник**

Тихоокеанский военно-морской институт им. С. О. Макарова

Военного учебно-научного центра военно-морского флота

"Военно-морская академия"

## Микроскопический механизм неустойчивости скоростей электронов релятивистского пучка

*Представлено релятивистское уравнение движения флуктуирующего электрона. Показана связь микроскопических флуктуаций с соотношениями неопределенности и неустойчивостью электронного потока. Рассмотрен квазиклассический случай для гироприборов. Проведен расчет неустойчивости осцилляторных скоростей флуктуирующего электрона винтового релятивистского пучка. Выполнено сравнение результатов расчета с имеющимися данными.*

**Релятивистский винтовой электронный пучок, неустойчивость осцилляторных скоростей, коэффициент полезного действия, неустойчивость электронных пучков, флуктуирующий электрон, соотношения неопределенности**

Анализ движения электронов по винтовым траекториям при учете значительного разброса скоростей дает для максимального коэффициента полезного действия (КПД) гирорезонансных приборов значение порядка 40 % [1]. По современным оценкам специалистов достигнут значительный прогресс в области релятивистской сверхвысокочастотной (СВЧ) электроники. Созданы гиротроны, имеющие в диапазонах 110, 140 и 170 ГГц выходную мощность более 1 МВт при КПД более 50 %. Усилительные гироклистроны в диапазоне 35 ГГц характеризуются выходной мощностью 600 кВт при КПД 45 % [2]. Однако по-прежнему остается актуальной задача создания электронных пушек с большой энергией вращения электронов и малым разбросом их скоростей [3], [4].

Разброс скоростей приводит к нарушению условия частотного (поперечного) синхронизма, снижает эффективность взаимодействия электронов пучка с электромагнитным полем, что ведет к ухудшению выходных параметров гироприборов. Разброс скоростей электронов около 20 % для мощных гиротронах приводит к снижению КПД с 50...60 %, достижимому в отсутствие разброса скоростей, до 30...40 % [5]. Диапазон разброса поперечных скоростей в современных приборах лежит в пределах  $25 \leq \delta v_{\perp} \leq 30$  % [4], [6]. Причинами различия в поперечных скоростях могут быть тепловые эффекты, неоднородности поверхности катода, электронно-оптические факторы, эффекты пространственного заряда, возбуждение паразитных колебаний, развитие собственных неустойчивостей в плотных пучках в пространстве формирования [3], [5], [7]. Различия в поперечных скоростях, обусловленные тепловыми эффектами и неоднородностью поверхности катода, может быть рассчитано по формулам из [3]. Этот разброс лежит в пределах единиц процентов. Вклад электронно-оптических факторов не превышает долей процента [3]. Значи-

© Плахотник А. С., 2009

тельный рост скоростного разброса связан с неустойчивостью электронных потоков, обусловленной эффектами пространственного заряда, в том числе кулоновским расталкиванием и неизохронностью циклотронного вращения электронов [5], [8].

Покажем, что причины неустойчивости релятивистских электронных пучков могут иметь микроскопический характер. Квантовая трактовка взаимодействия потоков электронов с электромагнитными полями не дает новой информации по сравнению с классическими подходами [1]. Однако такая постановка вопроса критична по отношению к явлению разброса скоростей электронов. При непосредственном включении в уравнение движения электрона соотношений неопределенности неустойчивость пространственного заряда и энергетический разброс электронов связываются с микроскопическими флуктуациями, которые становятся классически заметными в случае реализации принципа соответствия Бора [9]. По методике, изложенной в работе [10], можно обосновать релятивистское уравнение движения флуктуирующего электрона:

$$i\hbar \frac{\partial \Psi}{\partial t} = -\frac{\hbar^2}{2m} \nabla^2 \Psi + \frac{i\hbar}{r} \left( v - \frac{\hbar}{m} \sqrt{\frac{1}{r^2} - \frac{\nabla^2 \Psi}{\Psi}} \right) \Psi, \quad (1)$$

где  $i$  – мнимая единица;  $\hbar$  – постоянная Планка;  $\Psi$  – волновая функция;  $t$  – время;  $m = m_e / \sqrt{1 - v^2/c^2}$  ( $m_e$  – масса элементарного заряда;  $v$  – скорость движения электрона;  $c$  – скорость света);  $\nabla^2$  – оператор Лапласа;  $r$  – радиус траектории движения электрона. Решение уравнения (1) зависит от знака подкоренного выражения. При условии  $\nabla^2 \Psi / \Psi < 1/r^2$  это выражение можно представить в виде  $\sqrt{1/r^2 - \nabla^2 \Psi / \Psi} = N^*/r$ , где  $N^*$  – действительное число. Тогда выражение в круглых скобках в уравнении (1) можно рассматривать как переменную скорость:

$$v_{\sim} = v \pm \hbar N^* / mr. \quad (2)$$

Если флуктуации скорости электрона связаны с соотношениями неопределенности, то из выражения (2) следует  $\Delta p \Delta r = \hbar$ , где  $\Delta p = m \Delta v$ ;  $\Delta v = \hbar N^* / (mr) = \hbar / (m \Delta r)$ ;  $\Delta r = r / N^*$ . В результате получим соотношения неопределенности

$$\Delta p_x \Delta x = \hbar; \Delta p_y \Delta y = \hbar; \Delta p_z \Delta z = \hbar, \quad (3)$$

где  $\Delta p_x, \Delta p_y, \Delta p_z$  – проекции импульса на координатные оси.

Таким образом, соотношения неопределенности (3) непосредственно связаны с микроскопическими флуктуациями скорости (2).

Среднее значение кинетической энергии электрона, соответствующей скорости (2):

$$\bar{W}_k = mv^2/2 + \hbar^2 N^{*2} / (2mr^2). \quad (4)$$

Каждый электрон пучка характеризуется своим значением параметра  $N_i^*$ . Поэтому в соответствии с выражением (4) происходит энергетический разброс электронов релятивистского пучка, что и ведет к его неустойчивости.



Определим относительную величину разброса поперечной скорости электрона в винтовом пучке гиротрона с учетом неустойчивости скорости (2) как  $\Delta v = \hbar N / (mr_0)$ , где  $N$  – число флуктуаций (испытаний);  $r_0$  – средний радиус траектории движения электрона. В квазиклассическом случае по принципу соответствия Бора  $N \gg 1$ . Пусть число флуктуаций (испытаний) в единицу времени ограничено полосой пропускания прибора  $\Delta f$  таким образом, что  $N = \Delta \omega t / (2\pi) = \Delta f t = \alpha f_0 t$ , где  $\Delta f = \alpha f_0$  ( $\alpha$  – относительная неустойчивость частоты;  $f_0$  – рабочая частота);  $t = 1$  с. Для определения среднего радиуса воспользуемся соотношением [3]:  $B_{zc} r_c^2 = B(r^2 - r_\perp^2)$ , где  $B_{zc}$  – индукция аксиального магнитного поля около катода;  $r_c$  – радиус катода;  $B$  – индукция аксиального магнитного поля в пространстве взаимодействия;  $r$  – радиус окружности, на которой лежат центры спиральных траекторий электронов;  $r_\perp$  – радиус орбиты, по которой вращается электрон (ларморов радиус). Средний радиус  $r_0 = (r + r_\perp) / (2n)$ , где  $n = 1, 2, 3, \dots$  – номер гармоники, на которой возбуждаются колебания.

Рабочая частота гиротрона [3]:  $f_0 = n\omega_c / (2\pi) = nv_\perp / (2\pi r_\perp)$ , где  $\omega_c$  – циклотронная частота;  $v_\perp$  – поперечный (осцилляторный) компонент скорости. В результате абсолютный разброс скорости

$$\Delta v_\perp = \frac{\hbar N}{mr_0} = \frac{\hbar \alpha v_\perp t n^2}{m_e \pi (r r_\perp + r_\perp^2)} \sqrt{1 - \beta_\perp^2}, \quad (5)$$

где  $\beta = v_\perp / c$ . С учетом выражения (5) относительный разброс скорости  $\delta v_\perp = \Delta v_\perp / v_\perp$ :

$$\delta v_\perp = \frac{\hbar \alpha t n^2 \sqrt{1 - \beta_\perp^2}}{m_e \pi \left( r \sqrt{r^2 - r_c^2} B_{zc} / B + r^2 - r_c^2 B_{zc} / B \right)}. \quad (6)$$

Воспользуемся данными мегаваттного гиротрона, работающего на частоте 94 ГГц с параметрами  $r = 0.68$  см и  $r_\perp = 0.02$  см [3]. Для расчета относительного разброса скорости применим выражение (5), положив  $n = 1$ . В результате получим  $\delta v_\perp \approx 32\%$  при относительной неустойчивости частоты  $\alpha = 10^{-2}$  и  $\beta_\perp = 0.3$ . При повышении стабильности частоты до  $\alpha = 10^{-3}$  в случае  $\beta_\perp = 0.3$  относительный разброс скоростей составит  $\delta v_\perp \approx 3.2\%$ . Очевидно, что величина относительного разброса скоростей пропорциональна относительной неустойчивости частоты.

Рост отношения  $\beta_\perp = v_\perp / c$  до величины  $\beta_\perp \approx 0.4$  при  $\alpha = 10^{-2}$  дает разброс  $\delta v_\perp \approx 24\%$ . При  $\alpha = 10^{-3}$  разброс уменьшается до величины  $\delta v_\perp \approx 2.4\%$ . Следовательно, увеличение вращательной скорости электронов с  $\beta_\perp = 0.3$  до  $\beta_\perp = 0.4$  приводит к заметному (на 8%) уменьшению разброса скоростей в случае пониженной стабильности частоты и к незначительному (на 0.8%) уменьшению разброса при повышенной стабильности.

Результаты расчета относительного разброса скоростей  $24\% \leq \delta v_{\perp} \leq 32\%$  при  $\alpha = 10^{-2}$  и  $\beta_{\perp} = 0.3 \dots 0.4$  близки к имеющимся данным ( $25\% \leq \delta v_{\perp} \leq 30\%$ ) [4], [6]. При этом соотношение (6) позволяет исследовать зависимость разброса скоростей от некоторых конструктивных параметров и технических характеристик гиротрона. Пусть для гипотетического гиротрона  $B/B_{zc} = 15$ ,  $r_{\perp} = 0.02$  см,  $\beta_{\perp} = 0.3$ ,  $\alpha = 10^{-2}$ ,  $n = 1$ , а радиус катода меняется в некоторых пределах. Расчеты показывают, что с ростом радиуса катода  $r_c$  разброс скоростей электронов релятивистского пучка значительно уменьшается (табл. 1).

Таблица 1

$r_c$ , см	$\delta v_{\perp}$ , %	$r$ , см	$r_0$ , см	$r_c$ , см	$\delta v_{\perp}$ , %	$r$ , см	$r_0$ , см	$r_c$ , см	$\delta v_{\perp}$ , %	$r$ , см	$r_0$ , см
1.0	63.0	0.259	0.139	3.5	19.0	0.904	0.462	6.0	11.2	1.549	0.785
2.0	32.7	0.517	0.268	4.0	16.7	1.033	0.526	7.0	9.6	1.808	0.914
2.5	26.4	0.646	0.333	5.0	13.4	1.291	0.656	8.0	8.4	2.066	1.043
3.0	22.1	0.775	0.397	–	–	–	–	–	–	–	–

Рассмотрим изменение отношения  $B/B_{zc}$  в гипотетическом гиротроне с  $r_c = 2.63$  см,  $r_{\perp} = 0.02$  см,  $\alpha = 10^{-2}$ ,  $n = 1$ . Расчеты показывают, что с увеличением этого отношения разброс скоростей увеличивается (табл. 2).

Таблица 2

$B/B_{zc}$	$\delta v_{\perp}$ , %	$r$ , см	$r_0$ , см	$B/B_{zc}$	$\delta v_{\perp}$ , %	$r$ , см	$r_0$ , см	$B/B_{zc}$	$\delta v_{\perp}$ , %	$r$ , см	$r_0$ , см
5	14.7	1.176	0.598	17	26.7	0.638	0.329	31	35.7	0.473	0.246
11	21.6	0.793	0.407	21	29.6	0.574	0.297	35	37.8	0.445	0.233
15	25.1	0.679	0.35	25	32.2	0.526	0.273	41	40.7	0.411	0.216

Выполненные расчеты доказывают реальность микроскопического механизма неустойчивости скоростей электронов. Следовательно, наряду с эффектами пространственного заряда и влиянием неустойчивости отрицательной массы на процесс формирования электронного пучка [6] в исследованиях и при разработке гироприборов необходимо учитывать и микроскопический механизм неустойчивости электронов.

### Список литературы

1. Гайдук В. И., Палатов К. И., Петров Д. М. Физические основы электроники СВЧ. М.: Сов. радио, 1971. 600 с.
2. Ушаков А. Б. Об основных достижениях и направлениях развития мощных электровакуумных СВЧ-приборов // Усп. совр. радиоэлектроники. 2004. № 5–6. С. 41–45.
3. Савин В. Б., Кузьмина В. Г. Приборы гиротронного типа // Зарубеж. радиоэлектроника. 1986. № 7. С. 50–61.
4. Магнетронно-инжекторные пушки для релятивистских гиротронов сантиметрового диапазона длин волн / Н. И. Зайцев, Е. В. Иляков, П. В. Кривошеев и др. // Прикл. физика. 2003. № 1. С. 27–33.
5. Измерение разброса начальной энергии электронов в гиротроне / Н. П. Венедиктов, М. Ю. Глявин, А. Л. Гольденберг и др. // Журн. техн. физики. 2000. Т. 70, № 4. С. 95–98.
6. Борзенков Д. В., Лукша О. И. Численное моделирование динамики пространственного заряда в ловушке гиротрона // Журн. техн. физики. 1997. Т. 67, № 9. С. 98–101.
7. Численное моделирование и экспериментальное исследование винтовых электронных пучков сверхмощных гиротронов миллиметрового диапазона длин волн / В. Е. Запелов, А. Н. Куфтин, В. К. Лыгин и др. // Прикл. физика. 2000. № 3. С. 14–24.
8. Куфтин А. Н., Белов С. П. Магнито-экранированная электронно-оптическая система гиротрона в режиме ограничения тока пространственным зарядом // Прикл. физика. 2000. № 3. С. 76–81.

9. Плахотник А. С. Флуктуационная модель энергетических потерь в приборах магнетронного типа // Усп. совр. радиоэлектроники. 2005. № 8. С. 71–78.

10. Плахотник А. С. Квазиклассическая модель энергетических потерь в приборах СВЧ // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2007. Вып. 4. 71–77.

*A. S. Plakhotnik*

*Pacific naval institute n. a. S. O. Makarov of Military educational and science centre of navy fleet "Naval academy"*

#### **Microscopic mechanism unsteadiness velocity of electrons of relative bunch**

*Relative equation of motion of fluctuation electron has been presented. Connection of microscopic fluctuations with correlation uncertainty and unsteadiness of electronic stream has been showed. Semi-classical case for gyro-devices has been considered. Calculation unsteadiness oscillatory velocity of fluctuation electron of spiral relative bunch has been made. Comparison result calculation with available data has been realized.*

Relative spiral electronic bunch, unsteadiness oscillatory velocity, efficiency, unsteadiness electronic bunch, fluctuation electron, correlation uncertainty

Статья поступила в редакцию 7 июля 2009 г.



## Редакционный отдел

### Наши авторы

#### *Богачев Михаил Игоревич*

Кандидат технических наук (2006), научный сотрудник кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 32 научных работ. Область научных интересов – статистическая обработка сигналов, порождаемых сложными техническими и физиологическими системами; моделирование нелинейных систем.

Тел. 8(812)3462859. E-mail rogex@yandex.ru

#### *Бородин Михаил Анатольевич*

Аспирант Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета (СПбГЭТУ) "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) по кафедре радиотехнических систем. Окончил СПбГЭТУ "ЛЭТИ" по специальности "Радиотехника" (2007). Автор четырех научных публикаций. Сфера научных интересов – распространение и рассеяние радиоволн.

Тел. 8(812)2340596. E-mail boroda84@gmail.com

#### *Гадзиковский Викентий Иванович*

Кандидат технических наук (1975), доцент (1981) кафедры радиоэлектроники информационных систем Уральского государственного технического университета – УПИ. Автор более 160 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация; телевидение; цифровая обработка сигналов.

Тел. 8(343)3754887. E-mail gadzиковsky-vi@yandex.ru

#### *Леонтьев Виктор Валентинович*

Доктор технических наук (2000), профессор (2003) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ". Автор более 100 научных и учебно-методических работ. Сфера научных интересов – статистическая радиофизика; распространение и рассеяние радиоволн.

Тел. 8(812)2340596. E-mail strady@inbox.ru

#### *Лысенко Николай Владимирович*

Доктор технических наук (2000), профессор (2002), проректор по учебной работе Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 130 научных работ. Область научных интересов – разработка биотехнических систем контроля состояния человека-оператора и управления этим состоянием; разработка методов построения и принципов функциональной организации гетерогенных информационных систем.

Тел. 8(812) 3462857. E-mail nvlysenko@eltech.ru

*Петров Борис Михайлович*

Доктор технических наук (1976), профессор (1978) кафедры антенн и радиопередающих устройств технологического института Южного федерального университета в г. Таганроге, заслуженный деятель науки РФ (1998), действительный член Академии инженерных наук РФ (2000). Автор более 260 научных работ. Область научных интересов – прикладная электродинамика; антенны и устройства сверхвысоких частот.  
Тел. 8(8634)371733. E-mail [airpu@tsure.ru](mailto:airpu@tsure.ru)

*Плахотник Анатолий Степанович*

Кандидат технических наук (2000), доцент (1996), преподаватель кафедры радиоэлектронного вооружения Тихоокеанского военно-морского института им. С. О. Макарова военного учебно-научного центра военно-морского флота "Военно-морская академия". Автор более 60 научных работ. Сфера научных интересов – моделирование квантовых и квазиклассических электрофизических процессов в приборах электроники СВЧ на базе флуктуационных подходов.  
Тел. 8(4232)322189. E-mail [plakhotnik50@mail.ru](mailto:plakhotnik50@mail.ru)

*Разин Игорь Вениаминович*

Кандидат технических наук (2003), доцент кафедры биомедицинской электроники и охраны среды Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 40 научных работ. Сфера научных интересов – обработка изображений.  
Тел. 8(812)234-02-23. E-mail: [IVRazin@mail.eltech.ru](mailto:IVRazin@mail.eltech.ru)

*Савченко Владимир Васильевич*

Доктор технических наук (1994), профессор (1998), заведующий кафедрой математики и информатики Нижегородского государственного лингвистического университета. Автор более 100 научных работ. Область научных интересов – статистические методы обработки информации; распознавание образов и прогнозирование случайных сигналов.  
Тел. 8(905)8683746. E-mail: [svv@lunn.ru](mailto:svv@lunn.ru)

*Савченко Михаил Петрович*

Кандидат технических наук (1988), доцент (1991) кафедры теоретических основ радиотехники Балтийской государственной академии рыбопромыслового флота. Автор 32 научных работ. Сфера научных интересов – флуктуации в устройствах генерирования и формирования сигналов.  
Тел. 8(906)2155528. E-mail [savchenkomp@mail.ru](mailto:savchenkomp@mail.ru)

*Садыкова Наталья Александровна*

Аспирантка Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета (СПбГЭТУ) "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) по кафедре биомедицинской электроники и охраны среды. Окончила СПбГЭТУ (2009) по специальности "Системы управления летательными аппаратами". Автор трех научных публикаций. Область научных интересов – разработка биотехнических систем для контроля состояния операторов в экстремальных условиях деятельности.

Тел. 8(812)3252527. E-mail [elensadykova@yandex.ru](mailto:elensadykova@yandex.ru)

## Требования к оформлению статей, предлагаемых для публикации в журнале "Ивестия вузов России. Радиоэлектроника"<sup>10</sup>

Верстка журнала осуществляется с электронных копий. Используется компьютерная обработка штриховых и полутоновых (в градациях серого) рисунков. Журнал изготавливается по технологии офсетной печати. В редакционный совет журнала "Ивестия вузов России. Радиоэлектроника" необходимо представить:

- распечатку рукописи (1 экз.). Распечатка должна представлять собой твердую копию файла статьи;
- электронную копию (дискета либо CD). 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 не освобождает от его представления отдельным файлом;
- элементы заглавия на английском языке (1 экз.);
- экспертное заключение о возможности опубликования в открытой печати (1 экз.);
- справку об авторах и ее электронную копию на русском и английском языках (1 экз.);
- рекомендацию кафедры (отдела) к опубликованию (следует указать предполагаемую рубрику) (1 экз.);
- сопроводительное письмо (1 экз.).

### Правила оформления текста

- Подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word.
- Формулы подготавливаются во встроенном редакторе формул Microsoft Word или в редакторе MathType.
- Шрифтовое начертание обозначений в формулах, в таблицах и в основном тексте должно быть полностью идентичным.
- Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.
- Распечатка подписывается всеми авторами.
- Формат бумаги А4. Параметры страницы: поля – верхнее 3 см, левое и нижнее 2.5 см, правое 2 см; колоннитулы – верхний 2 см, нижний 2 см.

#### *Элементы заглавия публикуемого материала*

- УДК.
- Перечень авторов (разделяется запятыми, инициалы указывать перед фамилиями).
- Место работы авторов.

Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, даются ее наименование, затем список авторов, относящихся к второй организации, и т. д.

- Название статьи.
- Аннотация – 3–7 строк, характеризующих содержание статьи.
- Ключевые слова – 3–10 слов и словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми.
- Каждый элемент заглавия приводится, начиная с новой строки.

#### *Основной текст*

- Шрифт Times New Roman 12 pt, выравнивание по ширине, первая строка с отступом 1 см, интервал межстрочный "Множитель 1.2".
- Подстрочные ссылки используются постраничные, шрифт Times New Roman 10 pt, выравнивание по ширине, интервал межстрочный одинарный; имеют сквозную нумерацию в пределах статьи.

#### *Список литературы*

- Строка с текстом "Список литературы".
- Собственно список литературы: каждая ссылка с номером в отдельном абзаце. Выполняется по ГОСТ 7.1-2003. Библиографическое описание документа. Введ. 01.07.2004. М.: Изд-во стандартов, 2004 или ГОСТ 7.0.5-2008.
- Не должен превышать 10 (для обзорных заказных статей – 20) наименований; приводятся только источники, на которые есть ссылки в тексте (ссылки на неопубликованные работы не допускаются).
- Ссылки на материалы, размещенные на электронных носителях, следует давать лишь в крайнем случае. Редакция оставляет за собой право потребовать от автора замены ссылки, если на момент обработки статьи по указанному адресу материал будет отсутствовать.

#### *Элементы заглавия на английском языке*

---

<sup>10</sup> Приводится в сокращении. Полный текст требований публикуется ежегодно в первом выпуске журнала.

- Перечень авторов (разделяется запятыми, инициалы указывать перед фамилиями).
- Место работы авторов.

Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, даются ее наименование, затем список авторов, относящихся к второй организации, и т. д.

- Название статьи.
- Аннотация.
- Ключевые слова.

Элементы заглавия на английском языке должны представлять собой перевод соответствующих элементов заглавия, приведенных на русском языке перед основным текстом.

#### *Верстка формул*

- Формулы подготавливаются во встроенном редакторе формул Microsoft Word или в редакторе 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.
- Все впервые встречающиеся в формуле обозначения должны быть расшифрованы сразу после формулы.

#### *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.). Использование точечных форматов (.bmp, .jpeg, .tif, .html) допустимо только для рисунков, представление которых в векторных форматах невозможно (фотографии, копии экрана монитора и т. п.).
- Рисунок может содержать несколько полей, если приведенные на них данные имеют тематическую общность и примерно равные размеры.
- Следует стремиться к горизонтальному размеру рисунка, равному 16.5 или 8 см.
- Первая ссылка на рисунок производится, например, как рис. 3, повторные – как (см. рис. 3).
- На рисунке следует приводить минимум текста и обозначений; обозначения размещаются на линиях-выносах.
- При формировании рисунка, представляющего собой схему, следует придерживаться требований соответствующих ГОСТ.
- На рисунках, представляющих собой графики зависимостей, следует дать лишь засечки на осях, причем все засечки должны быть оцифрованы.
- Длины и шаг засечек следует устанавливать таким образом, чтобы на рисунке не было пустых областей.
- При невозможности представить электронные версии рисунков следует представить твердые копии, обеспечивающие качественное воспроизведение рисунка после сканирования.

#### *Верстка таблиц*

- Таблица состоит из следующих элементов: нумерационного заголовка (слова "Таблица" и ее номера арабскими цифрами); головки (заголовочной части), включающей заголовки граф (объясняют значение данных в графах); боковика (первой слева графы) и прографки (остальных граф таблицы). Боковик может отсутствовать.
- Ни один элемент таблицы не должен оставаться пустым.

#### **Справка об авторах**

Включает для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (5–6 строк), название организации, 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.

В целях ускорения прохождения рукописи целесообразно представить рецензию независимого специалиста, выполненную в свободной форме.

Рукописи аспирантов публикуются бесплатно.

Технические вопросы можно выяснить по адресу [monchak@yandex.ru](mailto:monchak@yandex.ru)