



### Редакционный совет

Председатель совета

**В. М. Кутузов**

Заместитель председателя,  
главный редактор

**В. Н. Малышев**

Ответственный секретарь

**В. А. Мейев**

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

### Редакционная коллегия

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

### СОДЕРЖАНИЕ

#### ▼ Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

- Арзуманян А. Г., Севоян О. Ж., Гомцян О. А.** Синхронная система обработки и передачи данных с привязкой к шкале единого мирового времени ..... 3
- Ермолаев В. Т., Флакман А. Г., Тираспольский С. А., Елохин А. В., Серебрякова Д. П., Косымов О. Д.** Эффективность линейной обработки сигналов в системах связи в условиях многолучевого ионосферного канала декаметрового диапазона ... 8
- Милащенко Е. А., Язовский А. А.** Амплитудное подавление негауссовских морских помех в когерентном полосовом тракте приемника ..... 14
- Головков В. А.** Модели случайных процессов и особенности их использования при оптимальной линейной интерполяции и прогнозировании ..... 17
- Клионский Д. М., Голубков А. М., Каплун Д. И., Куприянов М. С.** Исследование алгоритмов адаптации для обработки гидроакустических сигналов ..... 21

#### ▼ Проектирование и технология радиоэлектронных средств

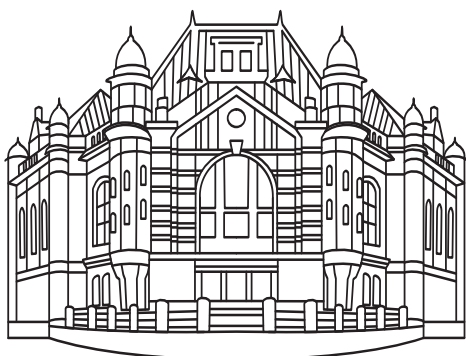
- Савелькаев С. В., Заржецкая Н. В.** Расчет и проектирование автогенераторных СВЧ-устройств в пространстве S-параметров ..... 30
- Плотников В. В., Белявский П. Ю.** Исследование температурных зависимостей вольт-амперных характеристик тонкопленочных конденсаторов на основе твердых растворов титаната бария стронция ..... 38

#### ▼ Электродинамика, микроволновая техника, антенны

- Французов А. Д.** Оптимизация антенной решетки с косекансной диаграммой направленности ..... 44

#### ▼ Микро- и наноэлектроника

- Зубко С. П., Гагарин А. Г., Медведева Н. Ю.** Эффективная диэлектрическая проницаемость сегнетоэлектрической пленки в составе плоскопараллельных и планарных конденсаторов ..... 51
- Тарасов С. А., Ламкин И. А., Евсеенков А. С., Михайлов И. И., Соломонов А. В.** Селективные фоточувствительные структуры на основе барьера Шотки Au-AlGaN ..... 54



## Региональные секции редакционного совета

### Восточная

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

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

### Западная

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

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

### Поволжская

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

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

### Северокавказская

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

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

### Уральская

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

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

### Южная

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

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

## ▼ Редакционный отдел

|  |    |
|--|----|
| Наши авторы .....  | 59 |
| Требования к оформлению статей, предлагаемых для публикации в журнале "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника" ..... | 62 |

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

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

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

Подписка производится в любом почтовом отделении России

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

### Редакция журнала

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

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

Подписано в печать 04.03.16.  
Формат 60 × 84 1/8. Бумага офсетная.  
Печать цифровая. Гарнитура «Times New Roman».  
Уч.-изд. л. 8,84. Усл.-печ. л. 8,5.  
Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.). Заказ 12.

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



УДК 621.396

А. Г. Арзуманян, О. Ж. Севоян, О. А. Гомцян  
Национальный политехнический университет Армении

## Синхронная система обработки и передачи данных с привязкой к шкале единого мирового времени

*Исследованы методы высокоскоростной обработки и передачи данных систем, работающих с большим количеством аналоговых и цифровых датчиков. Для обеспечения непрерывной синхронной работы системы в качестве тактового генератора использованы часы реального времени (real time clock – RTC). RTC калибруется с использованием сигнала GPS для привязки к единому мировому времени. В целях снижения потребляемой мощности включение датчиков происходит только в моменты опроса и управляется RTC.*

**Обработка и передача данных, синхронизация, часы реального времени, калибровка, программно-определяемая радиосистема, GPS, спутник**

Цифровые системы сбора информации от различных источников, ее обработки и хранения, как правило, синхронизируются тактовым генератором, что обеспечивает длительную автоматизированную работу без вмешательства оператора. В подобных автоматизированных станциях в качестве задатчика временной шкалы широко используют часы реального времени (real time clock – RTC) [1]. Однако в связи с конечной стабильностью частоты задатчика автоматизированные станции после длительного периода работы теряют работоспособность из-за расхождения внутренней временной шкалы и единого мирового времени. Указанная проблема может быть решена периодической корректировкой состояния RTC по более высокостабильному источнику сигналов времени. Одним из них является система точного времени GPS/ГЛОНАСС [2]. Сигналы данной системы передаются в сообщениях спутников. Для калибровки RTC должен быть оснащен калибровочными регистрами, в которые заносится информация при каждом сеансе связи со спутниками.

Второй функцией, обеспечиваемой высокоточной привязкой систем обработки информации к шкале реального времени, является передача информации по сложным, в частности спутниковым каналам. Как известно, сеансы связи со спутниками проводятся в короткие промежутки времени (до 500 мс), в которых в относительно широкой полосе частот передается большой объем инфор-

мации. Описанная передача обеспечивается широкополосными передатчиками и сложными видами модуляции. При этом сигналы GPS/ГЛОНАСС можно использовать для калибровки времени в передающих устройствах, а применение ПЛИС дает возможность обеспечить обработку данных в реальном времени с помощью программных средств. Такая обработка позволяет перейти к реализации концепции программно-определяемых радиосистем (software defined radio – SDR), обеспечивающих построение гибких и перестраиваемых систем связи [3]. Поскольку спутники работают в разных частотных диапазонах и с разными типами модуляции, SDR-системы позволяют изменять функциональность приемопередатчиков заменой лишь программного обеспечения без изменений самого оборудования [4].

Наконец, высокоточная временная привязка позволяет сократить мощность, потребляемую системой приема и обработки информации от многочисленных разнотипных датчиков. В существующих системах датчики работают непрерывно, хотя опрашиваются центральным процессором последовательно. При этом принимающие устройства постоянно потребляют полную мощность, вне зависимости от того, идет ли опрос в данный момент времени или нет, в результате чего подобные системы требуют существенных энергетических затрат. Применение схемы, обеспечивающей включение каждого датчика только на

время опроса и отключение после его завершения, значительно уменьшает потребляемую мощность.

Цель работ, описанных в настоящей статье, – разработать и реализовать систему регистрации и хранения данных, получаемых от большого количества аналоговых и цифровых датчиков, с наименьшей потребляемой мощностью, а также передачу данных на спутники с высокоточной временной привязкой.

**Системы регистрации данных.** В системах регистрации данных в реальном времени и их хранения необходима высокоточная временная привязка к шкалам, задаваемым системами, работающими с атомными часами (системы GPS, ГЛОНАСС, GALILEO и т. д.). При этом системы получают возможность измерения данных и их регистрации для дальнейшего анализа или передачи в центр сбора данных. Среди подобных систем известны системы типа Data Logger [5], в которых центром сбора данных являются спутники. Поскольку сеансы связи со спутниками имеют малую продолжительность в фиксированные заранее моменты времени, одной из наиболее актуальных проблем является передача измеренных данных на спутники в указанные сеансы связи. Для этого может использоваться RTC с GPS и синхронизацией по времени, но из-за конечной стабильности временной шкалы RTC с течением времени эта синхронизация может быть нарушена [6]. Использование в целях синхронизации спутниковых систем навигации нерационально, поскольку они потребляют больше мощности, чем RTC, а также из-за возможных некорректных измерений, вызываемых сменой видимой спутниковой группировки.

Для ликвидации отмеченных недостатков в разрабатываемой системе предложено использовать RTC с периодической калибровкой по сигналам мирового времени, присутствующим в спутниковых сообщениях. Для этого RTC снабжен калибровочными регистрами, в которые заносятся опорные значения, полученные в результате калибровки. RTC синхронизируются раз в день по сигналам GPS/ГЛОНАСС и раз в месяц калибруются с помощью спутникового сигнала PPS (pulse per second), имеющего период 1 с [7].

Калибровка RTC с точностью до 1 мс является одной из функций, примененной в системе программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС) (рис. 1). Из рисунка видно, что ПЛИС получает сигналы даты и времени от GPS через COM-порт и после обработки данных передает настроечные данные на RTC по протоколу I2C. Для синхронизации RTC с GPS настроечные дан-



Рис. 1

ные записываются в RTC используя фронты сигнала PPS. Используется I2C с тактом 400 кГц, для чего рассчитывается задержка записи значений в регистры RTC, в результате чего запись начинается по фронту импульса PPS и заканчивается по фронту следующего импульса. Также, используя фронты PPS, можно рассчитать количество тактов RTC и записать калибровочное значение для фиксации расхождения временных шкал.

Расчет значения калибровки выполняется по формуле

$$N = \frac{(k/f)(F_{\Sigma}/N_{PPS}) - k}{2}, \quad (1)$$

где  $k = 1\,000\,000$  ppm (pulse per million) – константа, задающая точность калибровки RTC;  $f = 2^n$  Гц – частота тактового генератора ( $n = 1, 2, \dots$ );  $F_{\Sigma}$  – максимально возможное значение тактов калибровки, определяемое частотой задающего генератора системы и интервалом между последовательными калибровками;  $N_{PPS}$  – количество PPS-импульсов во время калибровки.

Расчитанное по (1) значение показывает временное отклонение тактового сигнала RTC в количестве импульсов с периодом 1 мкс.

**Управление включением датчиков для уменьшения потребляемой в системе мощности.** В описываемой системе принимающие устройства имеют ряд входов для подключения датчиков разных видов. В аналогичных системах сбора данных эти датчики непрерывно опрашиваются центральным процессором, в результате чего система требует значительного расхода мощности (1...2 Вт). Применение управления включением приемных устройств с помощью RTC лишь в необходимые моменты времени с одновременной регистрацией измеряемых величин и с организацией обмена данными между всеми устройствами внутри системы по высокоскоростной общей шине передачи данных с прямым доступом к памяти (DMA) позволило уменьшить потребляемую мощность системы принимающих устройств на порядок [8]. Поскольку RTC системы калиброван с помощью сигнала PPS и его показания времени

и даты синхронизированы с мировой шкалой времени по сигналам GPS, тактовый сигнал RTC можно использовать для включения и выключения датчиков в заранее определенные моменты времени опроса данных.

Программное управление системой организовано с помощью центрального процессора – высокоскоростного процессора ARM (процессор с сокращенным набором команд – *acorn reduced instruction set computing machine*).

Структурная схема управления принимающими устройствами приведена на рис. 2. Принимающие устройства (блок "Датчики") через устройства приема и обработки имеют прямую связь с памятью и с процессором по общей шине и работают по запросу центрального процессора. Процессор определяет моменты регистрации данных, подсчитывая следующие с периодом 1 мс тактовые импульсы, поступающие от RTC. Вне этих моментов принимающие устройства находятся в "спящем" режиме и потребляют минимальную мощность.

Описанное программное управление позволило реализовать систему считывания и хранения данных датчиков с существенно сниженной (до 25 мВт) потребляемой мощностью.

**SDR-система с использованием RTC для передачи измеряемых данных на спутники.** Как известно [9], в SDR-системах обработка данных осуществляется быстродействующими процессорами под управлением разработанных внешними программными средствами и записанных в процессоры алгоритмов. Применение в качестве процессоров ПЛИС, логика работы кото-

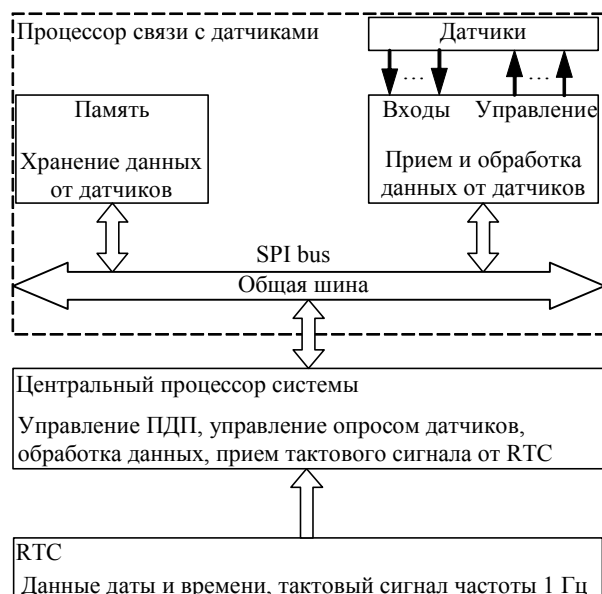


Рис. 2

рых задается посредством программирования, позволяет реализовать концепцию программно-определяемых радиосистем (SDR).

В состав описываемой системы обработки и передачи данных включен управляемый RTC SDR-передатчик для обеспечения передачи измеряемых данных на спутники во время заранее определенных сеансов связи малой продолжительности.

Задачей RTC при управлении передатчиком является его включение в установленные сеансы связи на основании данных мировой шкалы времени, зафиксированной в результате синхронизации по сигналам GPS.

Структурная схема разработанной системы с программно-управляемыми приемом данных и их передачей на спутник показана на рис. 3. Включение и отключение передатчика SDR-системы осуществляется сигналом управления передачей с выхода RTC. Время включения определяется программой после каждой передачи данных. После включения передающего блока ПЛИС считывает данные, полученные от датчиков с помощью принимающих устройств и хранящихся в устройстве памяти, осуществляет формирование, кодирование и модуляцию сигнала, после чего конфигурирует настроечные значения в регистрах ЦАП с преобразователем частоты и синтезатора частот для получения информационного и гетеродинного сигналов. Для интерполяции и фильтрации сигнала использована программа "FIR Compiler" [10], занесенная в ПЛИС. С помощью смесителя получается программно-определяемый СВЧ-сигнал, который после фильтрации и внешнего усиления передается на спутники [11].

При программном определении моментов включения передатчика учитываются задержки для формирования выходного сигнала (после интерполяции и фильтрации), для чего контрольное время в регистрах RTC устанавливается за 10 с до начала передачи, установленного синхронизацией по сигналам GPS.

Экспериментальные исследования разработанной системы показали, что отключение передающего блока во время нерабочего интервала времени с помощью RTC, использование ПЛИС для высокоскоростной обработки данных и настройки цифро-аналогового преобразователя и синтезатора частот, а также программное управление опросом датчиков позволяют уменьшить потребляемую мощность передатчика в 2–3 раза и обеспечить передачу данных в ограниченные по времени сеансы связи.

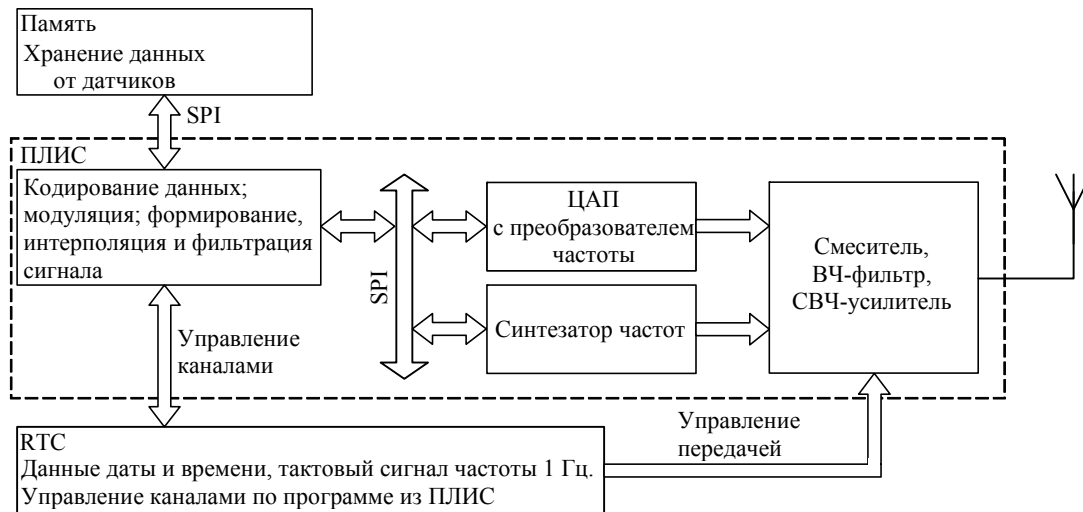


Рис. 3

**Тестирование разработанной системы.** Разработка предложенной системы с использованием RTC и SDR-передатчика реализована с помощью программных средств LabVIEW и C++. Проведено сравнение параметров разработанной системы с параметрами аналогичных доступных систем JDCP-770A (Корея) и ERM-AWS (Индия). Оборудование (рис. 4) [12] тестировалось в индийской лаборатории ISRO (Indian space research organization); данные передавались на спутник INSAT C3 [13].

Функции установки временных интервалов передачи данных на спутник, опроса принимающих устройств от ЦПУ, настройки регистров ЦАП с преобразователем частоты и синтезатора частот, калибровки RTC с помощью системы GPS, включения GPS для синхронизации системного времени (один раз в день), отслеживания контрольного сигнала передачи данных, обработки данных, формирования и модуляции, а также интерполяции и фильтрации сигнала реализованы устройством sbRIO-9606, в котором использован ПЛИС Spartan-6 LX45 [14] (1, рис. 4). ARM-процессор системы реализован на микросхеме ATSAM4SD32CA-AU 2, тактовый генератор и счетчик интервалов времени – на микросхеме M41T62Q6F 3. Система оснащена пятью приемниками ADUC7060BCPZ32 для организации 24 аналоговых входов 4 и приемником ATSAM3S1AA для организации восьми цифровых входов данных 5. Хранение данных обеспечивается четырьмя устройствами памяти 23LC1024-I/SN 6. Синхронизация по сигналам GPS выполняется устройством SIM68 7. Подсистема передачи данных включает высокочастотный цифроаналоговый преобразователь AD9957 8, синтезатор частот ADF4360-0BCPZ 9 для формирования сигнала гетеродина, смеситель MAMX-007238-CM25MH

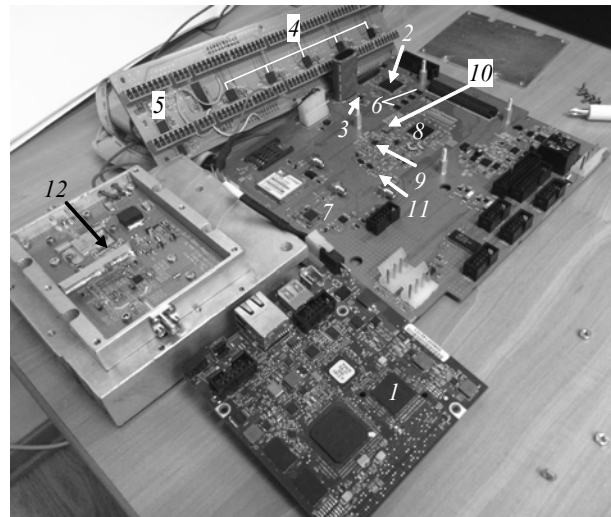


Рис. 4

10 – для переноса сигнала на частоту передачи, фильтр на поверхностных акустических волнах FAR-F6KY-2G6550-B4UN 11 – для фильтрации сигнала на высокой частоте и внешний усилитель на частоту 2.655 ГГц 12 – для усиления сигнала до 10 Вт.

В таблице приведены сравнительные данные потребляемой мощности, время обработки данных (полученных от датчиков), отклонение времени в день и типы возможных модуляций для передачи данных на спутники. Как видно из таблицы, предложенная система потребляет значительно меньшую мощность по сравнению с существующими системами, обрабатывает данные в 5 раз быстрее, системное время отклоняется до 100 мс в день, а обработка, кодирование и модуляция сигнала реализуются программным способом, что обеспечивает реконфигурацию системы при ориентации на работу с различными спутниками.

Предложенная система хранения данных в реальном времени со спутниковым передатчиком, основанная на использовании тактового генера-

| Параметр                          | Устройство                |                                   |                  |
|-----------------------------------|---------------------------|-----------------------------------|------------------|
|                                   | Разработанная SDR-система | JDCP-770A                         | ERM-AWS          |
| Потребляемая мощность, Вт         | 6                         | 9                                 | 12               |
| Время обработки данных            | 10 с                      | Более 1 мин                       | До 1 мин         |
| Отклонение времени RTC в день, мс | До 100                    | До 500                            | Используется GPS |
| Тип модуляции                     | Программно-определяемый   | Реализован для заданного спутника |                  |

тора RTC для управления включением принимающих устройств от многочисленных датчиков и реализации программно-управляемой передающей части, а также с калибровкой временной шкалы по сигналам GPS обеспечивает стабильную работу и уменьшает потребляемую мощность системы в 2–3 раза по сравнению с существующими системами. Использование ПЛИС для высокоскоростной обработки данных, формирования модуляционного сигнала, а также настройки регистров высокочастотного ЦАП и синтезатора частот позволило реализовать передатчик на основе концепции SDR-систем, в кото-

ром реализована программная реконфигурация для работы с различными спутниками. Высокоскоростная обработка данных в ПЛИС, а также обеспечение высокоточного времени в системе с помощью RTC с синхронизированной системой GPS позволяют системе передавать данные на спутники в заранее установленные короткие промежутки времени. Разработанная система используется в автоматизированных метеостанциях Индии, а также может использоваться в других задачах, предусматривающих хранение данных, получаемых и обрабатываемых в реальном времени, и их беспроводную передачу.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. DP8573A Real Time Clock (RTC). National Semiconductor Corporation. Texas Instruments. SNAS561. URL: <http://pdf.radioaktiv.ru/ds/ti/snas561.pdf> (дата обращения 14.02.2016).
2. Hofmann-Wellenholz B., Lichtenegger H., Wasse E. GNSS – Global Navigation Satellite System. New York: Springer, 2008. 513 p.
3. Reconfigurable Software Defined Radio and Its Applications / Chi-Yuan Chen, Fan-Hsun Tseng, Kai-Di Chang et al. // Tamkang J. of Science and Engineering. 2010. Vol. 13, № 1. P. 29–38.
4. Calcutt D., Tetley L. Satellite communications: Principles & Applications. Burlington: Elsevier, 2004. 399 p.
5. Kumar A. V., Ratheesh M. P. Design and development of an Integrated Environmental Radiation Monitor – Automatic Weather Station (ERM-AWS) // BARC newsletter. 2014. May-June, № 338. P. 34–37.
6. Ramon M. C. Understanding Quartz Crystals and Oscillators. Boston: Artech House, 2014. 297 p.
7. Арзуманян А. Г. Регулирование тактового генератора в реальном времени (RTC) с помощью сигнала GPS в программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС) // Вестн. НПУА: сб. науч. ст. / НПУА. Ереван, 2015. Ч. 1. С. 251–257.
8. Арзуманян А. Г. Обработка сигналов аналоговых и цифровых датчиков с помощью ARM процессора и с возможностью прямого доступа к памяти // Изв. Нац. Акад. наук Армении и Гос. инж. ун-та Армении. Сер. техн. наук. 2015. № 4. С. 472–480.
9. Maxfield Cl. FPGAs Instant Access. London: Elsevier, 2008. 216 p.
10. FPGA-based Implementation of signal processing systems / R. Woods, J. McAllister, G. Lightbody, Ying Yi. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2008. 382 p.
11. Арзуманян А. Г., Гомцян О. А., Севоян О. Ж. Реализация работы высокочастотного и цифро-аналогового преобразователей с помощью программируемой логической интегральной схемы // Вестн. НПУА "Информационные технологии, электроника, радиотехника". 2015. № 1. С. 106–113.
12. URL: <http://sine.ni.com/cs/app/doc/p/id/cs-16505> (дата обращения 14.02.2016).
13. URL: <http://www.isro.gov.in> (дата обращения 14.02.2016).
14. URL: <http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/en/nid/210003> (дата обращения 14.02.2016).

H. G. Arzumanyan, O. J. Sevoyan, H. A. Gomtsyan  
National Polytechnic University of Armenia

## Synchronous Data Processing and Transmission System with Reference to the World Time Scale

*The methods of the high speed data processing and transmission systems, operating with large number of analog and digital sensors are investigated. Real time clock (RTC) device uses as system time generator for nonstop synchronous work. RTC is calibrated using the GPS signal for reference to the world time scale. In order to reduce the power consumption, the activation of the sensors occurs only at the survey and controlled by RTC.*

Data processing and transmission, synchronization, real time clock, calibration, software defined radio, GPS, satellite

Статья поступила в редакцию 24 декабря 2015 г.

УДК 621.396.96

В. Т. Ермолаев, А. Г. Флакман, С. А. Тираспольский,  
А. В. Елохин, Д. П. Серебрякова, О. Д. Косымов  
Нижегородский государственный университет им. Н. И. Лобачевского

## Эффективность линейной обработки сигналов в системах связи в условиях многолучевого ионосферного канала декаметрового диапазона<sup>1</sup>

*Рассмотрены системы связи декаметрового диапазона, работающие в условиях многолучевого ионосферного пространственного канала. С помощью имитационного моделирования на физическом уровне исследованы основные характеристики системы (вероятность битовой и блочной ошибки, пропускная способность). Показано, что в условиях частотно-селективного канала в полосе 3 кГц линейный алгоритм эквалазации обеспечивает высокую эффективность подавления межсимвольной помехи для всех скоростей передачи данных, кроме самой высокой.*

### Декаметровый диапазон, многолучевой ионосферный канал, линейная обработка, пропускная способность

В течение последних десятилетий коротковолновая (декаметровая – ДКМВ) радиосвязь через ионосферу в диапазоне частот от 3 до 30 МГц является наиболее эффективным способом установления связи на большие расстояния (до многих тысяч километров). Характеристики таких систем зависят от разброса значений задержек в многолучевом канале, вызванного отражениями сигнала от различных слоев ионосферы и земной поверхности, а также от вида профиля мощности задержанных компонент и доплеровского спектра рассеянного сигнала. Интенсивные исследования радиоканалов ДКМВ-диапазона привели к разработке математической модели указанного канала – модели Ваттерсона [1]. Названная модель закреплена в качестве стандарта для имитаторов подобных радиоканалов [2], [3].

В настоящей статье рассмотрена система связи ДКМВ-диапазона, основные параметры которой выбраны в соответствии с техническим стандартом [4]. Стандарт содержит требования к помехоустойчивости ДКМВ-системы связи в ионосферном двухлучевом канале (значения пороговых отношений "сигнал/шум" (ОСШ), при которых достигается значение вероятности битовой ошибки не более  $10^{-5}$  для всех используемых в системе схем модуляции и кодирования). Пороговые значения ОСШ составляют 6, 9, 14, 19, 23 и 31 дБ для скоростей передачи данных 1000, 2000, 3200, 4800, 6400 и 9600 бит/с соответственно. Заданная поме-

хоустойчивость обеспечивается при использовании оптимального метода детектирования переданных символов – метода максимального правдоподобия. Однако он является нелинейным и даже при относительно небольшой длине блока данных требует выполнения неприемлемо большого объема вычислений. Поэтому для практической реализации представляет интерес исследование помехоустойчивости систем связи, использующих для выравнивания (эквалазации) частотной характеристики канала линейные алгоритмы, например метод минимума среднеквадратической ошибки (МСКО) [5], [6]. Метод МСКО может считаться эффективным, если полученные характеристики ДКМВ-системы связи удовлетворяют требованиям к помехоустойчивости, заданным в [4].

**Модель многолучевого канала Ваттерсона.** В основе использованной модели лежит предположение, что большинство нестационарных по частоте и по времени каналов в небольшой полосе частот (до 12 кГц) и на достаточно коротком интервале времени (до 10 мин) могут считаться стационарными. ДКМВ-канал моделируется линией задержки с отводами для каждой разделенной во времени моды (луча). Задержанный сигнал модулирован по амплитуде и фазе случайной комплексной функцией времени  $G_i(t)$ , определяемой следующим образом [1], [7]:

$$G_i(t) = G_{ia}(t) \exp(j2\pi f_{ia}t) + G_{ib}(t) \exp(j2\pi f_{ib}t), \quad (1)$$

<sup>1</sup> Работа поддержана грантом (соглашение между Министерством образования и науки РФ и Нижегородским государственным университетом им. Н. И. Лобачевского от 27 августа 2013 г. № 02.В.49.21.0003).



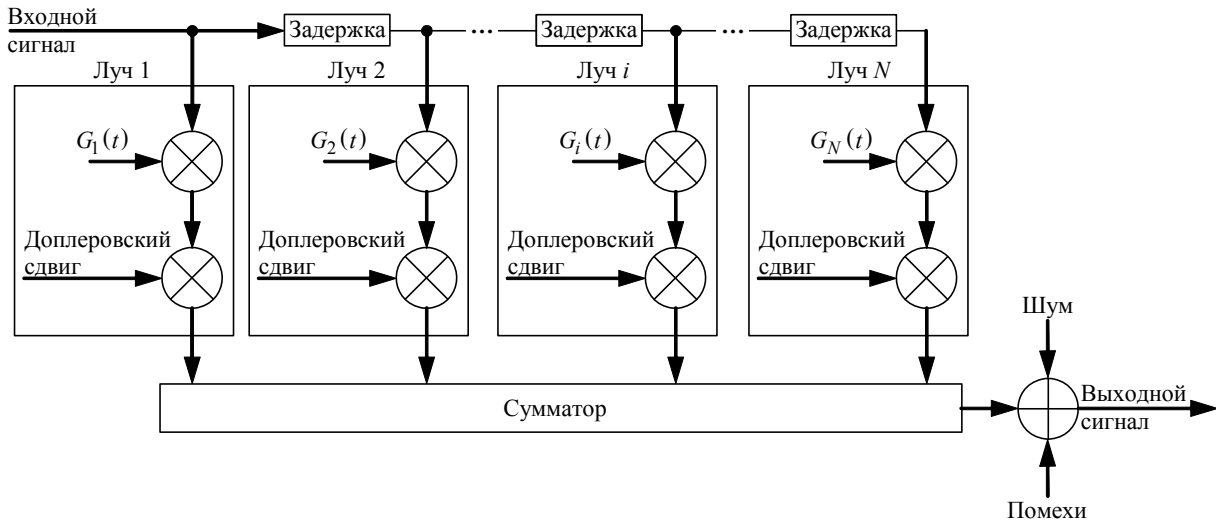


Рис. 1

где  $G_{ia}(t)$ ,  $G_{ib}(t)$  – независимые комплексные гауссовские случайные процессы, имеющие нулевые средние и независимые действительные и мнимые части с одинаковой дисперсией;  $f_{ia}$ ,  $f_{ib}$  – доплеровские сдвиги частоты для магнитоионных компонент в спектре. Индексы "a" и "b" обозначают компоненты двух лучей магнитоионного расщепления для  $i$ -й моды. Отметим, что коэффициент передачи  $G_i(t)$  формирует рэлеевские замирания сигналов.

Спектр мощности  $S_i(f)$  коэффициента передачи  $G_i(t)$ , отражающий его поведение во времени, является суммой двух магнитоионных компонент, каждая из которых определяется гауссовской кривой со средними значениями  $f_{ia}$  и  $f_{ib}$  и среднеквадратическими отклонениями (расширениями спектра)  $\sigma_{ia}$ ,  $\sigma_{ib}$  [3]:

$$S_i(f) = \frac{1}{A_{ia}\sigma_{ia}\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(f-f_{ia})^2}{2\sigma_{ia}^2}\right] + \frac{1}{A_{ib}\sigma_{ib}\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(f-f_{ib})^2}{2\sigma_{ib}^2}\right], \quad (2)$$

где  $A_{ia}$  и  $A_{ib}$  – коэффициенты ослабления магнитоионных компонент.

Как правило, магнитоионное расщепление можно не учитывать и в (1) и (2) оставить только одно слагаемое. После суммирования всех задержанных лучей к результирующему сигналу добавляются собственные шумы приемных устройств. Структурная схема модели Ваттерсона представлена на рис. 1, где  $N$  – число лучей.

Будем далее считать, что все лучи имеют одинаковый доплеровский сдвиг частоты и одинако-

вое расширение спектра. Для ДКМВ-канала связи характерно состояние, когда выделяется 2, реже 3 луча. Исходя из этого, работу системы связи обычно (за исключением особых случаев) анализируют на примере двухлучевой модели канала и одной компоненты магнитоионного расщепления.

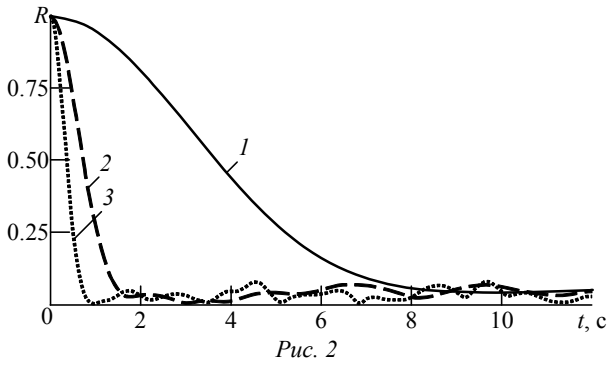
**Сценарии распространения радиоволн.**

В соответствии с рекомендациями [2], [3] определены значения частотного расширения и времен задержек для плохого, среднего и хорошего каналов при распространении сигналов в различных широтах. Параметры разных сценариев для модели Ваттерсона канала связи в ДКМВ-диапазоне представлены в табл. 1. Эти параметры дают возможность определить различные условия распространения (хорошие, средние, плохие), задержку между лучами и доплеровское расширение спектра. Во всех случаях замирания сигналов являются рэлеевскими. Видно, что задержка может достигать 7 мс, а расширение спектра – 30 Гц. Однако для большинства каналов задержка находится в пределах от 0.5 до 2 мс, а расширение спектра – от 0.1 до 1.5 Гц.

**Основные статистические характеристики декаметрового канала.** В качестве примера рассмотрим сценарий для средних широт. Функция корреляции канальных коэффициентов  $R(t)$  ха-

Таблица 1

| Широты  | Условия | Задержка, мс | Расширение спектра, Гц |
|---------|---------|--------------|------------------------|
| Низкие  | хорошие | 0.5          | 0.5                    |
|         | средние | 2.0          | 1.5                    |
|         | плохие  | 6.0          | 10.0                   |
| Средние | хорошие | 0.5          | 0.1                    |
|         | средние | 1.0          | 0.5                    |
|         | плохие  | 2.0          | 1.0                    |
| Высокие | хорошие | 1.0          | 0.5                    |
|         | средние | 3.0          | 10.0                   |
|         | плохие  | 7.0          | 30.0                   |



рактически характеризует скорость изменения свойств канала во времени. На рис. 2 приведен коэффициент корреляции для разных условий, характерных для средних широт. Видно, что время корреляции по уровню 0.5 составляет 3.5, 0.8 и 0.4 с для хорошего (кривая 1), среднего (кривая 2) и плохого (кривая 3) каналов соответственно. Следовательно, при переходе от хороших условий распространения к плохим, когда задержка увеличивается от 0.5 до 2 мс, а расширение спектра – от 0.1 до 1 Гц, время корреляции канала уменьшается примерно в 9 раз.

Важной характеристикой пространственного канала является частотная селективность. Для ее оценки необходимо найти коэффициент частотной когерентности – преобразование Фурье от спектра мощности задержанных сигналов (power delay profile). Для двухлучевого канала этот коэффициент определяется как [5], [6]:

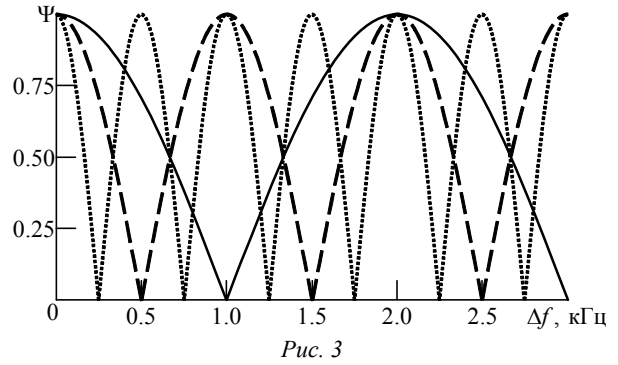
$$\Psi(\Delta f) = P(\tau_1) + P(\tau_2) \exp(-j2\pi\Delta f\tau),$$

где  $\Delta f$  – частотный сдвиг;  $P(\tau_n) = \langle |G_n(t)|^2 \rangle$ ,  $n = 1, 2$  – средний коэффициент передачи для  $n$ -го луча;  $t = t_2 - t_1$  – задержка второго луча относительно первого;  $\langle \cdot \rangle$  – символ статистического усреднения.

Модуль коэффициента частотной когерентности для разных условий, характерных для средних широт, показан на рис. 3 (сплошные, пунктирные и штриховые кривые для хороших, средних и плохих условий соответственно). Как следует из приведенных зависимостей, частотная когерентность описывается синусоидальными функциями, периоды которых значительно меньше ширины спектра сигнала (3 кГц) для всех типов канала. Таким образом, можно сделать вывод, что ДКМВ-канал является частотно-селективным.

**Основные характеристики системы связи.**

Одним из основных критериев, характеризующих современные системы беспроводной связи, является



вероятность битовой ошибки (BER)  $P_b$  и вероятность блоковой (пакетной) ошибки (BLER)  $P_{bl}$  – отношение числа ошибочно переданных блоков к общему числу переданных блоков. Однако они не характеризуют систему в полной мере. Так при использовании канального помехоустойчивого кодирования вероятность ошибки уменьшается, но вместе с тем падает скорость передачи данных. Аналогичная зависимость наблюдается и при выборе уровня модуляции – количества бит, образующих информационный символ. Кроме того, для оценки переданной информации необходимо знание импульсной или частотной характеристики пространственного канала. Для их определения на приемной стороне используются служебные (пилотные) символы, что также уменьшает скорость передачи данных. Имеются и другие служебные символы (например, синхронизирующие).

Рассмотрим критерий производительности системы, который учитывает основные параметры системы и называется пропускной способностью (ПС). ПС  $Q$  определяется как среднее число правильно переданных информационных бит за единицу времени, исключая служебные биты.

Данные в системе передаются блоками. Каждый блок обрабатывается (кодируется и декодируется) независимо и характеризуется следующими параметрами:  $N_t$  – общее число символов;  $N_p$  – число служебных (пилотных, синхронизирующих и т. д.) символов;  $k_b$  – уровень модуляции (количество бит в символе);  $R_c$  – скорость кода. Число информационных символов в блоке равно  $N_t - N_p$ , а число информационных бит –  $I_{bl} = R_c k_b (N_t - N_p)$ . Учтем, что длительность символа равна  $T_s$ , а длительность блока –  $N_t T_s$ . В результате получим, что в единицу времени будет передано  $I = I_{bl} F_s / N_t$  информационных бит,

где  $F_s = 1/T_s$  – частота следования символов. Следовательно, ПС составит

$$Q = I(1 - R_{bl}) = R_c k_b (1 - N_p / N_t) F_s. \quad (3)$$

По мере увеличения ОСШ вероятность блочковой ошибки стремится к нулю. Максимальная ПС  $Q_{max}$  наблюдается при отсутствии служебных символов ( $N_p = 0$ ) и кодера ( $R_c = 1$ ) для наиболее простого вида модуляции (двоичная ФМ с  $k_b = 1$ ). Эта ПС совпадает с эффективной шириной полосы, используемой для передачи данных, и составляет величину, обратную длительности импульса ( $Q_{max} = F_s$ ). С усложнением модуляции максимальная ПС изменяется пропорционально битовой нагрузке символа и скорости кодирования.

**Обработка сигналов в декаметровом системе.**

Передача данных в системе связи ДКМВ-диапазона осуществляется в пакетном режиме. При формировании кадра физического уровня входная последовательность бит данных преобразуется в сверточном кодере, имеющем скорость кода  $R_c = 1/2$  и длину кодового ограничения  $K = 7$ . Для всех поддерживаемых скоростей используется единый сверточный код. Биты данных подаются на вход кодера в направлении от старшего регистра к младшему. Полиномы кодера [4]:

$$T_1 = x^6 + x^4 + x^3 + x^1 + 1 = 155_8,$$

$$T_2 = x^6 + x^5 + x^4 + x^3 + 1 = 117_8.$$

Для повышения скорости кодирования до  $R_c = 3/4$  используется операция выкалывания с маской 111001, применяемой к битам на выходе кодера (1 указывает, что бит в соответствующей позиции передается, 0 – выкалывается). После такой операции выходная последовательность кодера  $T_1(k), T_2(k), T_1(k+1), T_2(k+1), T_1(k+2), T_2(k+2), k = 0, 3, 6, \dots$  (индексы указывают номера выходов кодера) приобретает вид  $T_1(k), T_2(k), T_1(k+1), T_2(k+2)$ . Полученные таким образом биты подвергаются перемежению в блочном перемежителе.

После кодирования и перемежения биты поступают в модулятор. Используются фазовые модуляции 2ФМ, 4ФМ и 8ФМ, а также квадратурные амплитудные модуляции 16КАМ и 64КАМ (рис. 4). Созвездие 16КАМ (рис. 4, а) состоит из двух ФМ-колец: внутреннего 4ФМ и внешнего 12ФМ. Созвездие 64КАМ является вариацией стандартного квадратного созвездия  $8 \times 8$ , при которой достигается наилучшее соотношение "пиковое значение/среднее значение".

К модулированной последовательности символов применяется операция скремблирования, реализующая умножение исходной последовательности бит на псевдослучайную шумовую последовательность бит. Символы, выходящие из блока скремблирования, должны быть обработаны фильтром с характеристикой типа "приподнятый косинус" (ФПК). В результате частота повторения импульсов  $F_s = 2400$  Гц.

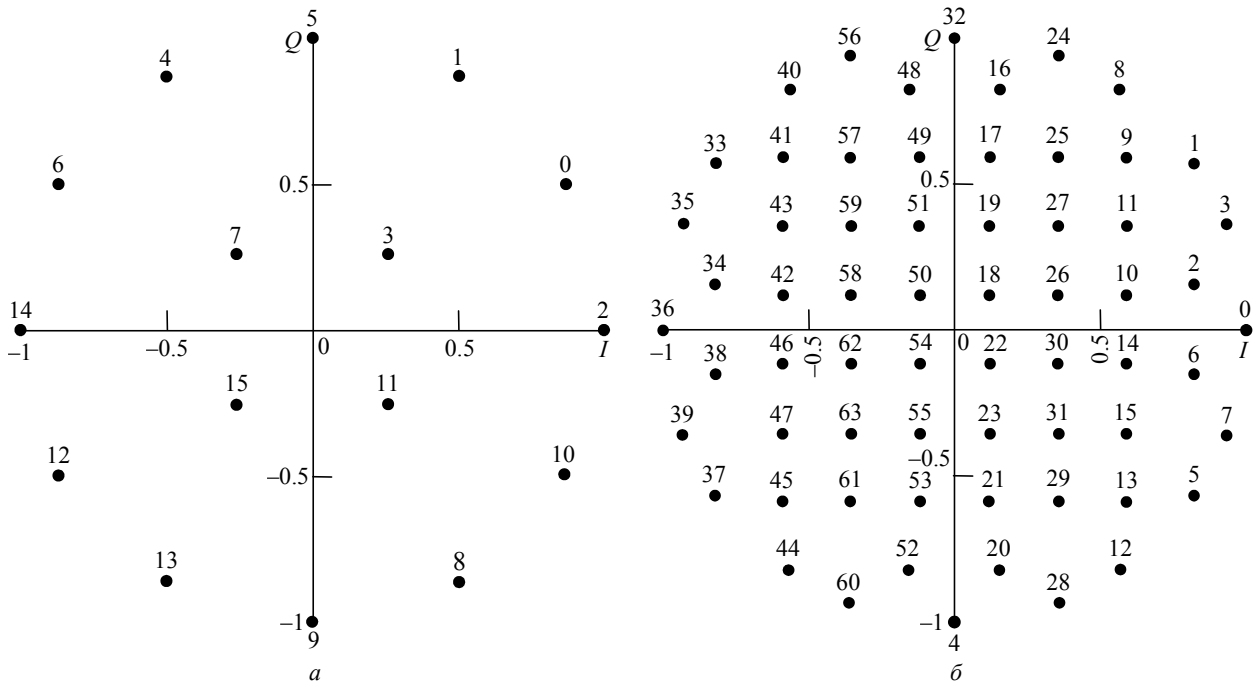


Рис. 4

Выходная последовательность символов после ФПК является сформированным блоком данных. Для завершения формирования кадра к блоку данных добавляются начальная и промежуточная преамбулы, содержащие в том числе и пилотные последовательности. Существует 2 формата кадра на физическом уровне: первый из них предназначен для скоростей передачи свыше 2 кбит/с, а второй – для скоростей передачи до 2 кбит/с. Для единообразия форматов кадров длины пилотных последовательностей подобраны так, чтобы общая длина блока данных и пилотной последовательности была одинаковой в обоих случаях. При этом в выражении (3) для ПС множитель  $(1 - N_p/N_t)$  равен примерно 0.89 для первого формата и примерно 0.83 – для второго. В табл. 2 сведены основные параметры ДКМВ-системы ( $v$  – скорость передачи;  $v_d$  – скорость передачи данных).

Таблица 2

| $v$ , бит/с | $v_d$ , бит/с | $R$ | Модуляция |
|-------------|---------------|-----|-----------|
| 10 800      | 9600          | 3/4 | 64КАМ     |
| 7200        | 6400          | 3/4 | 16КАМ     |
| 5400        | 4800          | 3/4 | 8ФМ       |
| 3600        | 3200          | 3/4 | 4ФМ       |
| 2400        | 2000          | 1/2 | 4ФМ       |
| 1200        | 1000          | 1/2 | 2ФМ       |

Как было показано ранее, пространственный канал связи в рассматриваемой полосе частот 3 кГц является частотно-селективным. Это приводит к появлению межсимвольной помехи. Рассмотрим эффективность линейных алгоритмов для выравнивания (эквализации) частотной характеристики канала, например метода МСКО [5], [6]. Такой метод требует меньших вычислительных затрат, чем оптимальный алгоритм, и более удобен для практической реализации систем радиосвязи.

При передаче по многолучевому каналу блока, состоящего из  $M$  импульсов:  $s(j)$ ,  $j = 1, 2, \dots, M$ , комплексную амплитуду принимаемого сигнала  $x(j)$  можно представить в виде

$$x(j) = \sum_{i=0}^L h(i)s(j-i) + n(j), \quad (4)$$

где  $L$  – длина (количество отсчетов) импульсной характеристики (ИХ) канала  $h(i)$ ;  $n(j)$  – комплексная амплитуда собственного шума с нулевым средним и дисперсией  $\sigma_0^2$ ;  $i$  – отсчеты дискретного времени.

ИХ  $h(i)$  при импульсной передаче представляет собой отклик на входной  $\delta$ -импульс. В условиях рассматриваемого двухлучевого ионосферного ка-

нала она состоит из двух компонент и имеет в векторной форме вид  $\mathbf{H}^T = [h(0), 0, 0, \dots, h(L)]$ , где "Т" – символ транспонирования. В зависимости от задержки второго луча относительно первого (см. табл. 1) длина  $L$  ИХ, приведенная к длительности импульса, может достигать 17.

Обозначим  $\mathbf{S} = [s(1), s(2), \dots, s(M)]$  – вектор передаваемых импульсов;  $\mathbf{Z}$  – вектор выборок собственных шумов приемного устройства;  $\hat{\mathbf{S}}$  – вектор оценок переданных импульсов,  $F$  – искомая матрица преобразований в эквалайзере. Введем в рассмотрение прямоугольную матрицу  $H$  ИХ двухлучевого канала с размерами  $(M + L) \times M$ :

$$H = \begin{bmatrix} h(0) & 0 & \dots & h(L) & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h(0) & \dots & 0 & h(L) & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & h(0) & \dots & h(L) \end{bmatrix}$$

Совокупность принятых сигналов представим в виде вектора  $\mathbf{X}$  с размером  $M + L$ . Тогда уравнение (4) в матричной форме примет вид

$$\mathbf{X} = H\mathbf{S} + \mathbf{Z}$$

Оценка вектора передаваемых импульсов на выходе эквалайзера имеет вид

$$\hat{\mathbf{S}} = F^H \mathbf{X},$$

где "H" – символ эрмитового сопряжения.

Матрицу  $F$  найдем из условия минимума функционала среднеквадратичной ошибки, который запишем в виде  $J = \langle |\mathbf{S} - \hat{\mathbf{S}}|^2 \rangle$ . В результате получим  $\langle (\hat{\mathbf{S}} - \mathbf{S}) \mathbf{X}^H \rangle = 0$  [8]. Таким образом, МСКО-эквалайзер обеспечивает ортогональность входного вектора  $\mathbf{X}$  и вектора ошибки  $\hat{\mathbf{S}} - \mathbf{S}$ .

Учтем, что собственные шумы в разные моменты времени являются некоррелированными, а передаваемые символы и собственные шумы статистически независимы между собой. Тогда для искомой матрицы эквалайзера будем иметь

$$F = (\sigma_0^2 I + HRH^H)^{-1} HR,$$

где  $I$  – единичная матрица;  $R = \langle \mathbf{S} \mathbf{S}^H \rangle$  – корреляционная матрица передаваемых импульсов.

После эквализации сигнал проходит стандартные процедуры обработки: демодуляцию, демультиплексирование и декодирование.

**Результаты моделирования.** Рассмотрим результаты моделирования основных характеристик

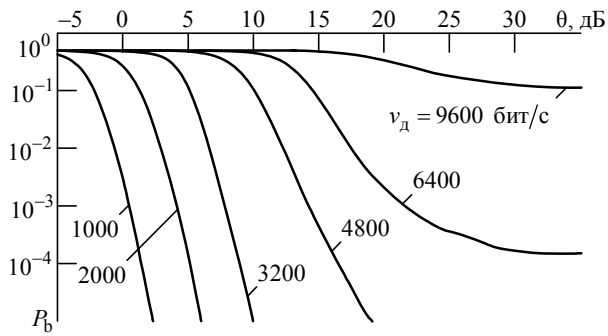


Рис. 5

(вероятность битовой и блоковой ошибок, а также пропускную способность) системы связи ДКМВ-диапазона в условиях описанной модели Ваттерсона для сценария средних широт и плохих условий распространения сигналов. Прием задержку второго луча относительно первого 2 мс, доплеровское расширение спектра 1 Гц. Тогда характерное время изменения ИХ составит порядка 1 с. Передаваемый блок состоит из 256 символов данных (это значение определяет размер оцениваемого вектора импульсов  $S$ ) длительностью 417 мкс каждый. Считаем, что оценка ИХ производится в начале и в середине блока, поэтому ИХ канала за время между последовательными оценками можно считать постоянной. Будем считать, что ИХ канала полностью известна. Скорости передачи данных зададим в соответствии с [4].

На рис. 5 приведены зависимости вероятности битовой ошибки от ОСШ для скоростей передачи данных 1000, 2000, 3200, 4800, 6400 и 9600 бит/с. Зависимости вероятности блоковой ошибки показаны на рис. 6, а пропускной способности – на рис. 7. Из полученных результатов видно, что эффективность линейного алгоритма МСКО удовлетворяет заданным требованиям стандарта [4] и достаточна для всех скоростей передачи данных, кроме самых высоких (6400 и 9600 бит/с). Для последних скоростей необходима разработка нелинейных квазиоптимальных методов, которые предполагают меньший объем вычислений по сравнению с методом максимального правдоподобия.

В настоящей статье рассмотрены основные характеристики системы связи ДКМВ-диапазона, работающей в условиях ионосферного многолучевого канала (модель Ваттерсона). Проанализи-

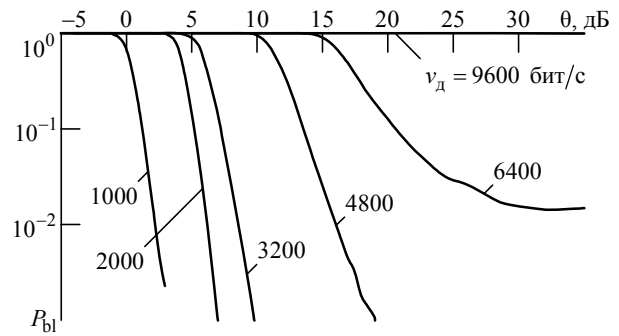


Рис. 6

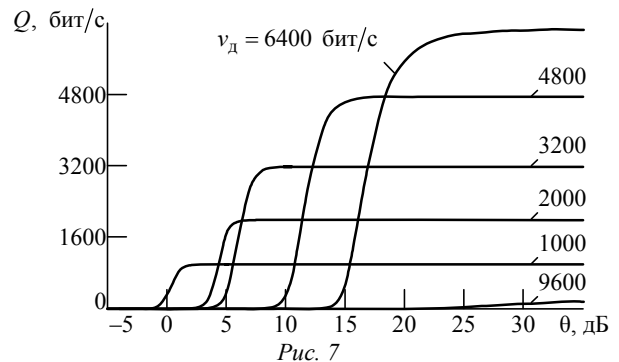


Рис. 7

рованы статистические характеристики ДКМВ-канала для различных сценариев распространения радиоволн: функция корреляции канальных коэффициентов, характеризующая скорость изменения свойств канала во времени, и функция частотной когерентности, определяющая степень частотной селективности канала. Показано, что в рабочей полосе 3 кГц для большинства сценариев канал имеет достаточно сильную частотную селективность, что приводит к появлению межсимвольной интерференции.

Для средних широт и плохих условий распространения радиоволн приведены результаты моделирования основных характеристик системы связи ДКМВ-диапазона (вероятности битовой и блоковой ошибок, пропускная способность) для низких и высоких скоростей передачи данных. Показана достаточно высокая эффективность линейного метода МСКО при детектировании символов: указанный метод обеспечивает требования стандарта [4] для всех скоростей данных, кроме самых высоких (6400 и 9600 бит/с), для которых необходима разработка нелинейных квазиоптимальных методов.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Watterson C. C., Juroshek J. R., Bensema W. D. Experimental confirmation of an HF channel model // IEEE Trans. Commun. Technol. 1970. Vol. COM-18, № 12. P. 792-803.

2. CCIR Recommendation 520. Use of High Frequency Ionospheric Channel Simulators / Int. Telecom. Union. Geneva, 1992. 4 p.

3. ITU-R Recommendation F1487. Testing of HF Modems with Bandwidth of up to about 12 kHz Using Ionospheric Channel Simulator / Int. Telecom. Union. Geneva, 2000. 13 p.

4. MIL-STD-188-110C. Interoperability and Performance Standards for Data // file:///D:/RIZD/TMP/MIL-STD-188\_110C.PDF (дата обращения 16.02.2016).

5. Прокис Д. Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.

6. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Изд. дом "Вильямс", 2003. 1104 с.

7. Метелев С. А. Модификация модели Ватерсона ионосферного канала коротковолновой радиосвязи для адаптивного пространственного разнесенного приема // Изв. вузов. Радиофизика. 2012. Т. 50, № 4. С. 266–279.

8. Ермолаев В. Т., Флакман А. Г. Теоретические основы обработки сигналов в беспроводных системах связи. Н. Новгород: Изд-во ННГУ, 2011. 368 с.

V. T. Ermolayev, A. G. Flaksman, S. A. Tiraspolsky, A. V. Elokhin, D. P. Serebryakova,  
O. D. Kosymov

Lobachevsky State University of Nizhny Novgorod

### **The Efficiency of Linear Signal Processing in High Frequency Communication Systems for Multipath Ionospheric Propagation Environment**

*The architecture of digital High Frequency (HF) data modem is considered. Link level simulation of HF wireless communication system with bandwidth of 3 kHz was carried out for the multipath ionospheric channel model. The main link level performance metrics such as BER, PER and system throughput are provided and analyzed. It is shown that in frequency-selective two ray channel, the linear MMSE equalization at the receiver provides efficient ISI elimination for all modulation and coding schemes except high-order modulations that are required development of non-linear quasi-optimal signal processing algorithms.*

HF communications, multipath ionospheric channel model, linear signal processing, system throughput

Статья поступила в редакцию 3 декабря 2015 г.

---

УДК 621.391:621.396

Е. А. Милащенко

АО «ОКБ "Новатор"» (Екатеринбург)

А. А. Язовский

Уральский федеральный университет

им. первого Президента России Б. Н. Ельцина

## **Амплитудное подавление негауссовских морских помех в когерентном полосовом тракте приемника**

*Рассмотрен метод нелинейного амплитудного подавления радиолокационных помех от морской поверхности в когерентном полосовом тракте приемника. Использована модель наиболее адекватной негауссовской радиолокационной помехи от взволнованной морской поверхности, огибающая которой описывается K-распределением плотности вероятности. В модели помех учитывается внутренний гауссовский шум приемника. Для различных значений параметров модели помехи получены амплитудные характеристики нелинейного элемента и зависимости коэффициента подавления от отношения "помеха/шум".*

### **Морские помехи, нелинейная фильтрация, K-распределение, гауссовские помехи, негауссовские помехи**

Точные и физически обоснованные модели радиолокационных отражений от морской поверхности позволяют разработчикам радиолокационных станций (РЛС) исследовать и анализировать характеристики радаров в различных условиях окружающей среды. Простые модели,

разработанные в ранних научных работах, в частности, основанные на понятии гауссовского белого шума [1], находят ограниченное применение. Эти модели в состоянии достаточно точно описывать радиолокационные помехи от морской поверхности в зависимости от угла скольжения

применительно к РЛС с низким разрешением. Однако за последние три десятилетия обнаружены новые явления, проявляющиеся при низких углах скольжения и при высоком разрешении радара. При высоком разрешении статистическая модель радиолокационных отражений от взволнованной морской поверхности становится негауссовской, что значительно затрудняет обнаружение мелких морских целей, расположенных на морской поверхности или над ней.

К настоящему времени предложены негауссовские модели помех. Негауссовские модели необходимо использовать при проектировании радаров, которые работают над морской поверхностью, с целью повышения эффективности обнаружения мелких морских целей. В [1], [2] показано, что наиболее полное статистическое описание огибающей радиолокационных отражений от морской поверхности дается  $K$ -распределением.

**Амплитудное подавление помех в когерентном полосовом тракте приемника.** Известным методом борьбы с негауссовскими помехами является защита приемника с помощью безынерционного нелинейного преобразования смеси сигнала и помехи [3]. Для узкополосных сигналов и помех осуществляется нелинейная обработка огибающей смеси сигнала и помехи.

Вид оптимального нелинейного преобразования  $g_0(E)$  огибающей  $E$  связан с плотностью вероятностей  $q(E)$  огибающей помехи соотношением [3]

$$g_0(E) = \frac{d}{dE} \ln \frac{q(E)}{E}. \quad (1)$$

Выигрыш в отношении "сигнал/помеха", который достигается за счет применения преобразования (1), принято оценивать коэффициентом подавления помехи [3]:

$$\mu_0 = 0.5 P_{\text{пш}} M\{g_0^2(E)\}, \quad (2)$$

где  $P_{\text{пш}} = 0.5 M\{E^2\}$  – мощность смеси помехи и внутреннего гауссовского шума приемника;  $M\{\cdot\}$  – символ математического ожидания.

Для существенно негауссовской помехи, каковой является помеха с  $K$ -распределением огибающей, выигрыш (2) должен быть значительно больше 1. Однако попытки расчета коэффициента подавления для практически актуальных параметров модели  $K$ -распределения помехи оказались неудачными из-за разрыва функции  $g_0(E)$  в нуле. Анализ причин позволил авторам настоящей

статьи сделать вывод о недостаточной адекватности модели  $K$ -распределения реальной обстановке. В реальности в приемнике всегда присутствует тепловой гауссовский шум. Учет его действия в модели распределения огибающей помехи позволит оценить реальный выигрыш от применения оптимальной нелинейной обработки. Поэтому авторам представляется актуальным исследование эффективности амплитудного подавления мешающих отражений от морской поверхности на модели распределения огибающей аддитивной смеси помехи с  $K$ -распределением огибающей и внутреннего гауссовского шума приемника.

**Математическая модель  $K$ -распределения радиолокационных помех от морской поверхности.** Плотность вероятности огибающей аддитивной смеси  $K$ -помехи с гауссовским шумом известна [1] и имеет вид

$$q(E) = \frac{2Eb^{\nu}}{\Gamma(\nu)} \times \int_0^{\infty} \frac{x^{\nu-1} \exp(-bx)}{x + P_{\text{ш}}} \exp\left[-E^2/(x + P_{\text{ш}})\right] dx, \quad (3)$$

где  $b$  и  $\nu$  – параметры распределения;  $\Gamma(\cdot)$  – гамма-функция;  $P_{\text{ш}}$  – мощность внутреннего гауссовского шума приемника. Параметры  $b$  и  $\nu$  зависят от состояния моря и параметров лоатора [1], [2]. При  $P_{\text{ш}} \rightarrow 0$  распределение (3) переходит в  $K$ -распределение.

Мощность  $P_{\text{п}}$  помехи с  $K$ -распределением огибающей  $E_K$  определяется параметрами  $\nu$  и  $b$  [1]:

$$P_{\text{п}} = 0.5 M\{E_K^2\} = 0.5(\nu/b).$$

Тогда мощность смеси помехи с шумом связана с параметрами распределения (3) зависимостью

$$P_{\text{пш}} = 0.5 M\{E^2\} = 0.5(\nu/b + P_{\text{ш}}) = 0.5 P_{\text{ш}} (1 + \alpha),$$

где  $\alpha = \nu/(bP_{\text{ш}})$  – отношение мощности помехи с  $K$ -распределением огибающей к мощности внутреннего гауссовского шума, которое может служить показателем степени негауссовости помехи.

**Методика расчетов.** Расчеты проводились в среде MathCAD для модели (3) при значениях параметров, указанных на рис. 1–3.

**Результаты исследования.** На рис. 1 представлены  $K$ -распределения плотности вероятности с учетом внутреннего гауссовского шума при-

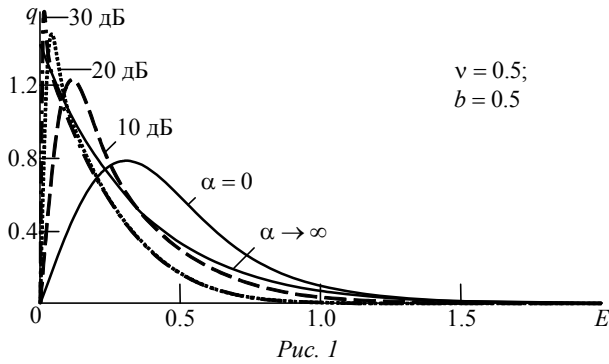


Рис. 1

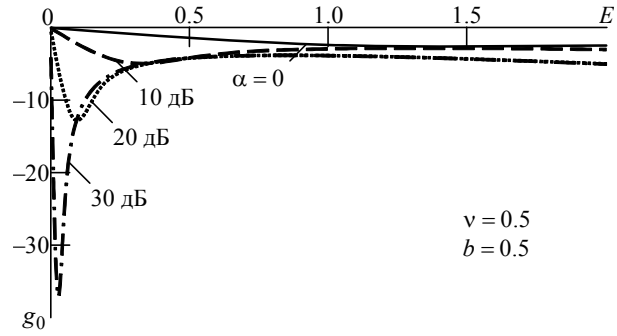


Рис. 2

емника. Для зависимости, обозначенной  $\alpha \rightarrow \infty$ , внутренний шум не учитывался.

На рис. 2 представлены амплитудные характеристики по первой гармонике  $g_0(E)$ , на рис. 3 – зависимости  $\mu_0(\alpha)$ .

В статье построена и проанализирована математическая модель нелинейного амплитудного подавления радиолокационных помех от взволнованной морской поверхности в когерентном полосовом тракте приемника. Использована наиболее адекватная модель помеховых радиолокационных отражений от взволнованной морской поверхности, учитывающая тепловой шум приемника. Получены оптимальные амплитудные характеристики нелинейного преобразования огибающей и зависимости коэффициента подавления от отношения "помеха/шум" для различных зна-

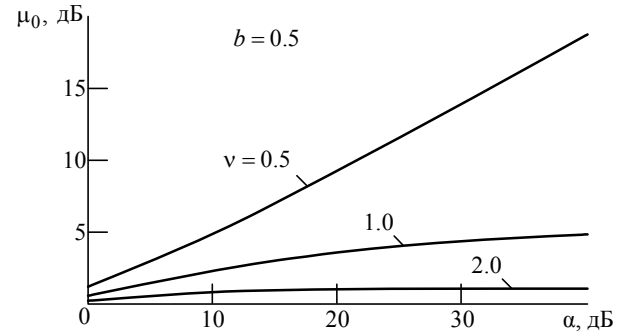


Рис. 3

чений параметров модели помехи. Из представленных результатов следует, что оптимальные амплитудные характеристики должны быть существенно нелинейными, а выигрыш в помехоустойчивости при оптимальной нелинейной обработке может достигать 15 дБ и более.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ward K., Tough R., Watts S. Sea clutter: scattering, the K distribution and radar performance. 2<sup>nd</sup> ed. Croydon: CPI Group Ltd, 2013. 586 p.
2. Antipov I. Simulation of sea clutter returns. Salisbury: DSTO Electronic and surveillance research laboratory, 1998. 71 p.

3. Бакут П. А., Акимов П. С. Теория обнаружения сигналов. М.: Радио и связь, 1984. 440 с.

Е. А. Milashchenko  
 Joint Stock Company «Special design bureau "Novator"» (Ekaterinburg)  
 А. А. Yazovsky  
 Ural Federal University n. a. the first President of Russia B. N. Yeltsin

### Amplitude Suppression of Nongaussian Sea Clutter in a Coherent Bandpass Path of the Receiver

*The method of non-linear amplitude suppression of radar clutter from a sea surface in the coherent band path of the receiver is considered. The model of the most adequate nongaussian radar clutter from the rough sea surface which envelope is based on K-distribution of density of probability is used. The mathematical model of clutter is considered. For various values of parameters of model of clutter amplitude characteristics of a non-linear element and dependence of coefficient of suppression on the relation a clutter/noise are under construction.*

Sea clutter, non-linear filtering, K-distribution, Gaussian clutter, nongaussian clutter

Статья поступила в редакцию 15 декабря 2015 г.



УДК 519.216.3

В. А. Головков

ОАО "Научно-исследовательский институт  
оптико-электронного приборостроения" (г. Сосновый Бор)

## Модели случайных процессов и особенности их использования при оптимальной линейной интерполяции и прогнозировании

*Рассмотрены модели корреляционных функций случайных процессов. Численными методами показано, что эффективность оптимальной линейной интерполяции и прогнозирования определяется существующей старшей производной случайного процесса. Приведены результаты численных расчетов эффективности интерполяции и прогнозирования дифференцируемых конечное число раз случайных процессов с используемыми на практике корреляционными функциями при фильтрации Винера-Хопфа.*

### Случайный процесс, дифференцируемость, фильтр Винера-Хопфа, прогнозирование, интерполяция

Нет необходимости говорить о важности разработки методов линейного оптимального прогнозирования и интерполяции случайных процессов, а также оценки эффективности этих операций, под которой следует понимать дисперсию результата прогнозирования или интерполяции случайного процесса [1], [2]. При использовании фильтра Винера-Хопфа [3], который формирует выходной сигнал  $\xi$  как линейную регрессию некоторой выборки  $\mathbf{Z} = [\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_k]$ :

$$\xi = \sum_{i=1}^k w_i \xi_k,$$

где  $w_1, w_2, \dots, w_k, i = \overline{1, k}$  – коэффициенты, образующие вектор  $\mathbf{W} = [w_1, w_2, \dots, w_k]$ . Оптимальный вектор коэффициентов определяется как

$$\mathbf{W}_{\text{opt}} = R^{-1} \mathbf{P}^T, \quad (1)$$

где  $R$  – матрица взаимной корреляции элементов выборки  $\mathbf{Z}$ ;  $\mathbf{P}$  – вектор взаимной корреляции сигнала  $\xi$  и элементов выборки  $\mathbf{Z}$ ; "T" – символ транспонирования.

Минимальная дисперсия величины  $\xi$  определяется в следующем виде:

$$\sigma^2(\xi | \mathbf{Z}) = \sigma^2 - \mathbf{P} R^{-1} \mathbf{P}^T, \quad (2)$$

где  $\sigma^2$  – дисперсия случайного процесса. В реальных ситуациях невозможно предположить finiteness спектральной плотности анализируемого случайного процесса, при этом размер выбор-

ки  $N_{\text{в}}$  для выполнения задач прогнозирования и интерполяции достаточно ограничен техническими возможностями оборудования. Выборка для прогнозирования случайного процесса формируется в определенный момент времени, при формировании выборки для интерполяции случайного процесса минимально необходимо два таких момента. Отсюда следует необходимость допускать наличие остаточной дисперсии результата прогнозирования или интерполяции случайного процесса. Знание многомерной плотности вероятности случайного процесса также часто невозможно, однако для реализации оптимального линейного прогнозирования или интерполяции случайных процессов достаточно знания их спектрально-корреляционных характеристик. Для упрощения описания случайный процесс  $\eta(t)$  и его реализацию будем обозначать одинаково как  $\xi(t)$  [4]. Предположив, что  $\xi(t)$  стационарен, с дисперсией  $\sigma^2$  и корреляционной функцией  $R(\tau) = \sigma^2 \rho(\tau)$ , где  $\rho(\tau)$  – нормированная корреляционная функция (НКФ), рассмотрим различные спектрально-корреляционные характеристики случайных процессов (таблица).

В таблице приведены наиболее часто употребляемые на практике НКФ и спектральные плотности  $S(\omega)$  случайных процессов. Кроме того в ней приведены  $-\rho''(0)$  – второй спектральный момент случайного процесса [4];  $\Delta f_3$  – эффективная ширина спектральной плотности случайного процесса.

| № | $\rho(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega$                     | $-\rho''(0)$                   | $S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \rho(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau$   | $\Delta f_3$                 |
|---|---|--------------------------------|---|------------------------------|
| 1 | $e^{-\alpha \tau }$   | –                              | $\frac{2\alpha}{\alpha^2 + \omega^2}$   | $\frac{\alpha}{2}$           |
| 2 | $(1 + \alpha \tau )e^{-\alpha \tau }$   | $2\alpha$                      | $\frac{4\alpha^3}{(\alpha^2 + \omega^2)^2}$   | $\frac{1}{4}\alpha$          |
| 3 | $\left[1 + \alpha \tau  + \frac{1}{3}(\alpha\tau)^2\right]e^{-\alpha \tau }$                                | $\frac{1}{3}\alpha^2$          | $\frac{16\alpha^5}{3(\alpha^2 + \omega^2)^3}$   | $\frac{3}{16}\alpha$         |
| 4 | $\left[1 + \alpha \tau  + \frac{2}{5}(\alpha\tau)^2 + \frac{1}{15}(\alpha \tau )^3\right]e^{-\alpha \tau }$ | $\frac{1}{5}\alpha^2$          | $\frac{32\alpha^7}{5(\alpha^2 + \omega^2)^4}$   | $\frac{5}{32}\alpha$         |
| 5 | $\cos(\omega_0\tau)$  | $\omega_0^2$                   | $[1/(2\pi)][\delta(\omega - \omega_0) + \delta(\omega + \omega_0)]$   | –                            |
| 6 | $e^{-\alpha\tau^2}$   | $2\alpha$                      | $\sqrt{\pi/\alpha} \cdot e^{-[\omega^2/(4\alpha)]}$   | $\sqrt{\alpha/\pi}$          |
| 7 | $\frac{\sin(\Delta\omega\tau/2)}{(\Delta\omega\tau/2)}$   | $\frac{1}{12}(\Delta\omega)^2$ | $\begin{cases} 2\pi/\Delta\omega, &  \omega  \leq \Delta\omega/2; \\ 0, &  \omega  \geq \Delta\omega/2 \end{cases}$ | $\frac{1}{2\pi}\Delta\omega$ |

Случайный процесс № 1 с НКФ  $\rho(\tau) = e^{-\alpha|\tau|}$  не дифференцируем, хотя и непрерывен. Чаще всего такую корреляционную функцию используют при описании простых марковских случайных процессов. Случайный процесс № 2 дифференцируем один раз, № 3 – дифференцируем дважды, № 4 – три раза [4].

В теоретических исследованиях часто возникают математические модели, соответствующие недифференцируемым случайным процессам. Это происходит, как правило, когда реализация случайного процесса образуется из большого числа малых независимых слагаемых, например токового импульса от движения отдельно взятого электрона. Хотя вклад этот ничтожен, однако именно эти слагаемые определяют "тонкую" структуру реализации процесса. Вследствие этого реализации процесса могут рассматриваться как непрерывные, однако ни в одной точке не являются дифференцируемыми [5].

Реализация процесса № 5 (см. таблицу) с НКФ  $\rho(\tau) = \cos(\omega_0\tau)$  описывается как

$$\xi(t) = A \sin(\omega_0 t + \varphi),$$

где  $A$  – амплитуда;  $\omega_0$  – постоянная частота;  $\varphi$  – случайная величина с плотностью вероятности  $p(\varphi) = 1/(2\pi)$ ,  $-\pi \leq \varphi \leq \pi$ . Такой процесс дифференцируем сколь угодно много. Процесс № 6 дифференцируем сколько угодно много раз. Однако процесс № 6 с НКФ  $\rho(\tau) = e^{-\alpha\tau^2}$  имеет равную нулю спектральную плотность только при  $\omega \rightarrow 0$ , в то время как процесс № 7 с НКФ

$\rho(\tau) = \sin(\Delta\omega\tau/2)/(\Delta\omega\tau/2)$  имеет финитную по оси  $\omega$  спектральную плотность. Можно заметить, что вопрос существования бесконечно дифференцируемых случайных процессов сомнителен, так как позволяет рассчитать реализацию таких процессов на бесконечное время вперед и назад, приводя к понятию линейной сингулярности [6] или вырожденности случайного процесса.

Рассмотрим случайный процесс № 5 с НКФ  $\rho(\tau) = \cos(\omega\tau)$ . Для расчета коэффициентов регрессии с целью прогнозирования реализации  $\xi(t + \theta)$  ( $\theta$  – интервал прогнозирования) возьмем выборку  $\mathbf{Y} = \xi(t), \xi'(t)$  и, используя [4], составим матрицу  $R$  и вектор  $\mathbf{P}$ :

$$R = \sigma^2 \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -\rho''(0) \end{vmatrix} = \sigma^2 \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -\omega^2 \end{vmatrix}; \quad (3)$$

$$\mathbf{P} = \sigma^2 [\cos(\omega\theta) \quad \omega \sin(\omega\theta)].$$

Обратив матрицу (3), получим коэффициенты регрессии:

$$w_1(\theta) = \cos(\omega\theta); \quad w_2(\theta) = \sin(\omega\theta)/\omega.$$

Таким образом, если для прогнозирования используется выборка  $\mathbf{Y} = \xi(t), \xi'(t)$ , а НКФ процесса имеет вид  $\rho(\tau) = \cos(\omega\tau)$ , алгоритм прогнозирования может быть записан в виде

$$\xi[(t + \theta)|t] = \cos(\omega\theta)[\xi(t) - \mu] + \frac{\sin(\omega\theta)}{\omega} \xi'(t).$$

Для конкретной реализации этот алгоритм однозначно позволяет рассчитать будущую реализацию случайного процесса для любого интервала

прогнозирования  $\theta$ . Так, например, для процесса № 5 с реализацией вида  $\xi(t) = A \sin(\omega t)$  при фазе  $\varphi = 0$  и математическом ожидании  $\mu = 0$  прогноз реализации имеет вид  $\xi(t + \theta) = A \sin[\omega(t + \theta)]$ . При использовании второй производной реализации этого случайного процесса матрица  $R$  станет вырожденной, определитель ее будет равен нулю и алгоритм прогнозирования получить невозможно.

Сложнее обстоит дело, если в качестве модели помехи выбрать случайный процесс, дифференцируемый конечное число раз. Как показывают численные исследования, максимальный размер выборки, обрабатываемый прогнозирующим фильтром, определяется существующей старшей производной случайного процесса. Так, если случайный процесс не дифференцируем, то вся информация о его прошлом и будущем определяется только его реализацией. Например, этим свойством обладает простой марковский процесс с НКФ  $\rho(\tau) = e^{-\alpha|\tau|}$ . Если случайный процесс дифференцируем один раз, то максимальный размер выборки составляет 2 отсчета случайного процесса, если процесс дифференцируем дважды, то максимальный размер выборки равен трем и т. д. Дальнейшее увеличение размера выборки не приводит к уменьшению дисперсии прогноза.

В качестве примера рассмотрим трижды дифференцируемый случайный процесс с НКФ:

$$\rho(\tau) = \left[ 1 + \alpha|\tau| + \frac{2}{5}(\alpha\tau)^2 + \frac{1}{15}(\alpha|\tau|)^3 \right] e^{-\alpha|\tau|}. \quad (4)$$

Так как корреляционные функции случайных процессов, дифференцируемых конечное число раз, в явном виде не дифференцируются, целесообразно рассматривать выборку их значений

$$\mathbf{X} = [\xi(t), \xi(t - \Delta t), \dots, \xi(t - n\Delta t), \dots],$$

где  $\Delta t$  – временной интервал между элементами выборки;  $n$  – целое. Получить вектор оптимальных коэффициентов  $\mathbf{W}_{\text{opt}}$  (1), используя вектор выборки  $\mathbf{X}$  и значение прогноза  $\xi(t + \theta)$ , нетрудно. Построим графики зависимости нормированной дисперсии прогноза случайного процесса от интервала времени прогноза  $\theta$  в виде

$$\sigma_{\text{H}}^2(\theta) = \frac{\sigma^2 \{ \xi(t + \theta) | [\xi(t), \xi(t - \Delta t), \dots, \xi(t - n\Delta t)] \}}{\sigma^2},$$

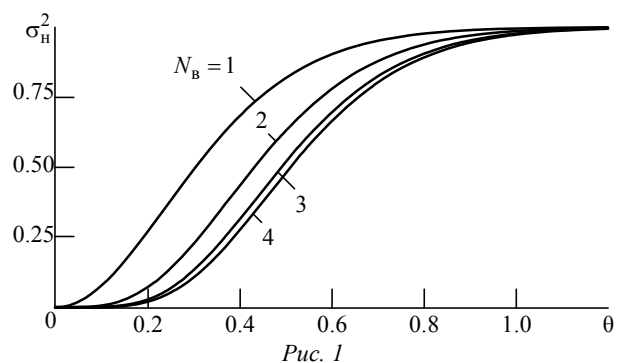
где

$$\sigma^2 \{ \xi(t + \theta) | [\xi(t), \xi(t - \Delta t), \dots, \xi(t - n\Delta t)] \}$$

– дисперсия прогноза  $\xi(t)$  на момент времени  $t + \theta$  от момента времени  $t$ . Как показывают исследования [1], для снижения дисперсии прогноза следует уменьшать временной интервал  $\Delta t$ . Выберем параметр  $\alpha = 32/5$  для этой корреляционной функции, тогда эффективная ширина спектра случайного процесса  $\Delta f_3 = 1$ . На рис. 1 приведена зависимость нормированной дисперсии прогноза  $\sigma_{\text{H}}^2(\theta)$  для случайного процесса с НКФ (4). Расчеты были проведены при  $\Delta t = 0.01$  для различных размеров выборки  $N_{\text{B}}$ . Как видно из рис. 1, эффективность прогнозирующего фильтра при использовании выборки с  $N_{\text{B}} > 4$  не возрастает.

Таким образом, случайные процессы, дифференцируемые конечное число раз, могут быть прогнозируемы трансверсальными фильтрами, причем порядок фильтра определяется порядком существующей старшей производной случайного процесса. Порядок выборки прогнозирующего фильтра для случайных процессов, дифференцируемых бесконечное число раз (процессы № 6 и 7 в таблице), ограничивается исходя из других соображений. Так при выборе НКФ типа гауссоиды  $\rho(\tau) = \exp(-\alpha\tau^2)$   $N_{\text{B}} \geq 3-4$ , а для НКФ вида  $\rho(\tau) = \sin(\alpha\tau)/(\alpha\tau)$   $N_{\text{B}}$  ограничивается шумом квантования при аналого-цифровом преобразовании [7].

Аналогичные соображения касаются вопросов интерполяции случайных процессов. Известно [8], что если при интерполяции случайных процессов использовать кроме значения процесса его производные, то интервал между отсчетами можно увеличить пропорционально порядку используемых производных. В практических инженерных задачах, как правило, представляет интерес интерполяция случайного процесса в пределах



некоторого интервала времени. Тогда на границах этого интервала целесообразно брать выборку значений случайного процесса и его производных или нескольких значений случайного процесса.

Для случайных процессов № 6 и 7 из таблицы этот вопрос исследован в [2]. Пусть интерполирование производится на момент времени  $t = t_0 + \theta$ , не превосходящий интервала интерполяции  $t_0 \leq t \leq t_0 + T$ . Рассмотрим выборку

$$\mathbf{X} = [\dots, \xi(t_0 - 2\Delta t), \xi(t_0 - \Delta t), \xi(t_0), \xi(t_0 + T), \xi(t_0 + T + \Delta t), \xi(t_0 + T + 2\Delta t), \dots]. \quad (5)$$

На основании этого вектора составить матрицу  $R$  и получить вектор  $\mathbf{P}$  как вектор взаимной корреляции  $\xi(t_0 + \theta)$  и элементов вектора  $\mathbf{X}$  нетрудно, поэтому в настоящей статье они не приводятся. Используя (1), находится вектор весовых коэффициентов  $\mathbf{W}_{\text{opt}}$ , а используя (2) – дисперсия интерполированных значений  $\sigma^2[\xi(t_0 + \theta)|\mathbf{X}]$ . Нормированную эффективность интерполяции представим в виде

$$l(\theta) = \frac{\sigma^2[\xi(t_0 + \theta)|\mathbf{X}]}{\sigma^2}$$

Рассмотрим случайный процесс № 1 из таблицы. Для обеспечения эффективной ширины его спектра  $\Delta f_3 = 1$  установим для НКФ  $\alpha = 2$ . Также проанализируем трижды дифференцируемый случайный процесс с НКФ (4) и эффективной шириной спектра  $\Delta f_3 = 1$ , как и при рассмотренной ранее оценке дисперсии прогноза. Проведем расчеты для трансверсального фильтра при  $\Delta t = 0.01$ . На рис. 2 приведены зависимости  $l(\theta)$  для этих случаев при интерполяции случайного процесса на интервале  $T = 1.2$ . На этом рисунке кривая  $l$  построена для процесса № 1 с НКФ  $\rho(\tau) = e^{-\alpha|\tau|}$  и выборкой (5), остальные кривые – для процесса с НКФ (4) при следующих выборках:

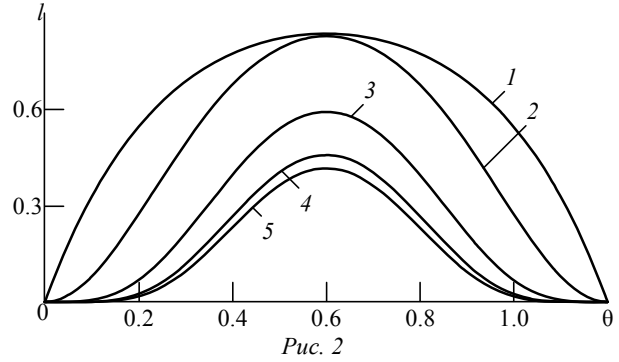
$$\mathbf{X} = [\xi(t_0), \xi(t_0 + T)]$$

– кривая 2;

$$\mathbf{X} = [\xi(t_0 - \Delta t), \xi(t_0), \xi(t_0 + T), \xi(t_0 + T + \Delta t)]$$

– кривая 3;

$$\mathbf{X} = [\xi(t_0 - 2\Delta t), \xi(t_0 - \Delta t), \xi(t_0), \xi(t_0 + T), \xi(t_0 + T + \Delta t), \xi(t_0 + T + 2\Delta t)]$$



– кривая 4;

$$\mathbf{X} = [\xi(t - 3\Delta t), \xi(t_0 - 2\Delta t), \xi(t_0 - \Delta t), \xi(t_0), \xi(t_0 + T), \xi(t_0 + T + \Delta t), \xi(t_0 + T + 2\Delta t), \xi(t_0 + T + 3\Delta t)]$$

– кривая 5.

Как следует из рис. 2, эффективность интерполяции для случайных процессов определяется существующей старшей производной случайного процесса. Исследования показывают, что если случайный процесс не дифференцируем, то для его интерполяции на краях интервала времени достаточно знать его значения на этих краях. Если случайный процесс дифференцируем один раз, то выборку на краях интервала интерполяции целесообразно брать уже в 2 значения, если случайный процесс дифференцируем 2 раза, то на краях интервала времени целесообразно брать выборку в 3 значения случайного процесса и т. д. Дальнейшее увеличение размера выборки не приводит к повышению эффективности интерполяции.

Таким образом, эффективность оптимального линейного прогнозирования и интерполяции случайных процессов с использованием фильтрации Винера–Хопфа определяется их старшей производной. Использование моделей тех или иных корреляционных функций определяется задачей, стоящей перед исследователем. Так для устранения "парадоксальных" эффектов в виде сингулярности случайных процессов при оптимальной линейной экстраполяции или интерполяции можно использовать случайные процессы, дифференцируемые конечное число раз. Линейная сингулярность дифференцируемых без ограничений случайных процессов может быть устранена добавлением шумов квантования при аналого-цифровом преобразовании либо добавлением "белого" шума к самому процессу.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Головков В. А. Характеристики прогнозирующих фильтров // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2010. Вып. 2. С. 3–8.
2. Головков В. А. Интерполяция случайных процессов с использованием фильтрации Винера–Хопфа // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2009. Т. 52, № 3–4. С. 29–36.
3. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов / пер. с англ. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.
4. Тихонов В. И., Хименко В. И. Выбросы траекторий случайного процесса. М.: Наука, 1987. 450 с.
5. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высш. шк., 2000. 462 с.
6. Розанов Ю. А. Стационарные случайные процессы. М.: Наука, 1990. 272 с.
7. Головков В. А., Бодренко Ж. Е. Выбор параметров фильтров предсказания случайных процессов // Радиотехника. 1997. № 4. С. 32–33.
8. Хургин Я. И., Яковлев В. П. Фinitные функции в физике и технике. М.: Наука, 1971. 408 с.

V. A. Golovkov

JSC "Science research Institute of opto-electronic instrumentation" (Sosnovy Bor t.)

### Models of Random Processes and Their Particular Application in the Optimum Linear Interpolation and Forecasting

*Models of correlation functions of random processes are considered. Numerical methods show that efficiency of the optimum linear interpolation and forecasting is defined by higher derivative of random processes. The results of numerical calculations of the interpolation and forecasting efficiency of random processes differentiated finitely many with some correlation function at Wiener filtration are given.*

Random process, differentiability, Wiener–Hopf filter, forecasting, interpolation

Статья поступила в редакцию 4 февраля 2016 г.

УДК 621.391; 519.254

Д. М. Клионский, А. М. Голубков, Д. И. Каплун, М. С. Куприянов  
Санкт-Петербургский государственный электротехнический  
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

## Исследование алгоритмов адаптации для обработки гидроакустических сигналов<sup>1</sup>

*Рассмотрены адаптивные алгоритмы обработки сигналов антенных решеток в режиме реального времени с линейными ограничениями в приложении к задачам гидроакустики. Приведены результаты анализа указанных алгоритмов и их сравнительные характеристики. Даны рекомендации по использованию алгоритмов.*

### Алгоритм адаптации, гидроакустический сигнал, антенная решетка, процессор

**Задача обработки сигналов антенных решеток.** Сигнал, проходя через среду, искажается этой средой и смешивается с другими сигналами, в частности с шумами. В результате полезный сигнал поступает на приемник искаженным и зашумленным. При обработке такого сигнала задача адаптивного алгоритма состоит в оценивании его полезной составляющей с максимально возможной точностью. Другими словами, необходи-

мо достигнуть минимума среднеквадратической ошибки оценивания полезного сигнала за минимальное количество шагов адаптации.

В настоящей статье рассмотрены алгоритмы обработки, ориентированные на антенные решетки (АР) с большим количеством чувствительных элементов. Такие АР применяются на подводных лодках, надводных кораблях, станциях раннего обнаружения сейсмической активности. В настоящей статье алгоритмы адаптивной фильтрации

<sup>1</sup> Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (договор № 02.G25.31.0149 от 01.12.2015 г.).

исследованы в приложении к задаче оценивания полезного гидроакустического сигнала.

В настоящее время отмечается значительный интерес к вопросам обработки сигналов, принятых с помощью АР, особенно в сейсмологии и гидролокации, что привело к исследованиям различных видов оптимальных фильтров для решения данных задач. В целях удобства и обеспечения универсальности при программно-аппаратной реализации такого рода фильтров широкое применение получило их предварительное моделирование в программных системах (MATLAB, LabView, Simulink и пр.). На вход модели поступает ряд временных выборок от каждого из элементов антенны. Формируемый выходной сигнал решетки представляет собой взвешенную сумму всех выборок. На рис. 1 представлена структурная схема процессора обработки сигналов, получаемых с элементов решетки.

Рассматриваемые алгоритмы пригодны для задач обработки сигналов в геофизических и радиолокационных АР, а также в преобразователях гидроакустических станций, когда требуется простыми средствами в реальном времени подавить шумы, проникающие по боковым лепесткам диаграммы направленности. В задачах гидроакустики алгоритмы адаптации [1] позволяют выделить полезный активный сигнал с заданного направления и подавить шумы от объектов с направлений, не совпадающих с заданным. Кроме того, изменяющиеся внешние условия (характеристики акватории, скорость движения объектов и пр.) требуют учета этих изменений, что частично обеспечивается рассмотренными далее алгоритмами адаптации.

**Алгоритм адаптации на основе итерационной процедуры.** Для большинства представляющих интерес критериев качества количество арифметических операций, необходимых для вычисления оптимальных значений весовых коэффициентов процессора, показанного на рис. 1, пропорционально третьей степени числа коэффициентов [2]. В связи с этим прямые вычисления коэффициентов сопряжены с серьезными трудностями, поскольку для вычисления в режиме реального времени коэффициентов оптимальных фильтров даже для решеток, содержащих не очень большое число элементов и отводов от них, требуются большие вычислительные мощности.

Далее рассмотрен метод, использующий адаптивную, т. е. итерационную процедуру для отыскания оптимального набора весовых коэффициентов. Для оценки качества выбран критерий среднего квадрата ошибки. Рассмотрен и исследован адаптивный алгоритм, минимизирующий данный критерий. Показано, что, хотя рассмотренная процедура и не обеспечивает оптимальных характеристик на каждом из циклов адаптации, в пределе, когда число шагов адаптации становится большим, она дает те же результаты, что и оптимальный процессор. Число арифметических операций и объем памяти, необходимые для реализации рассмотренной адаптивной процедуры, пропорциональны количеству весовых коэффициентов фильтра, что дает существенный выигрыш по сравнению с прямыми вычислениями.

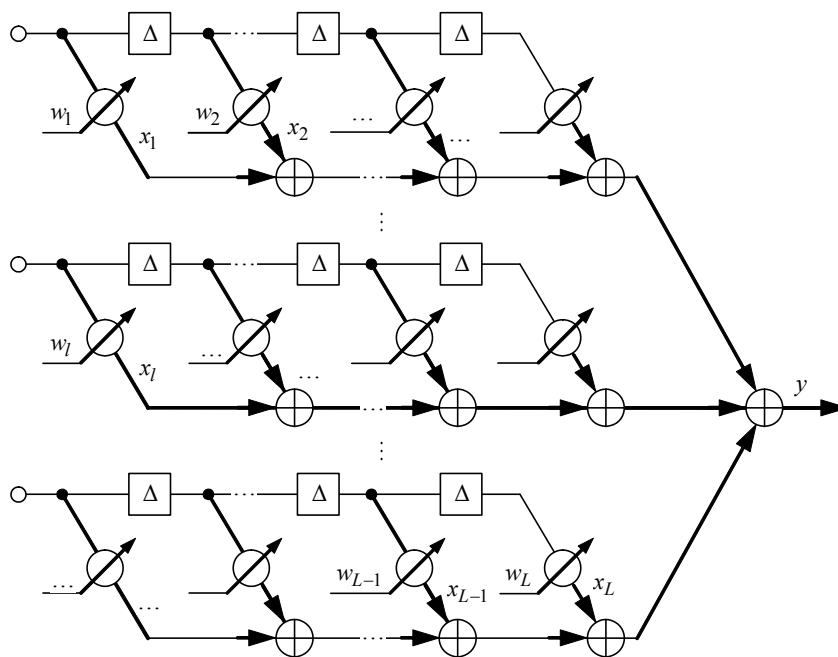


Рис. 1

Адаптивный алгоритм предназначен для извлечения одного определенного сигнала – сигнала от цели  $g(k)$ , – поступающего на АР ( $k = 1, 2, \dots$  – дискретное время), при наличии многих других сигналов, которые рассматриваются как помехи. Моделями сигнала от цели и помех всех видов служат стационарные случайные процессы с нулевым средним значением. Пространственные характеристики сигнала, например направление прихода и спектральная плотность мощности, либо известны, либо оценены заранее с требуемой точностью. Предполагается, что помехи вызываются либо источником в среде, окружающей элементы решетки, либо генераторами шума в чувствительных элементах решетки (например, тепловым шумом усилителей), причем параметры поля помех известны.

Сигнал  $g(k)$  принимается АР и преобразуется процессором (рис. 1). Размещение элементов АР в пространстве известно.

Процессор представляет собой несколько линий задержки с отводами. Интервал задержки между соседними отводами  $\Delta$ . Сигналы, полученные с выводов линий задержки, умножаются на переменные весовые коэффициенты  $w$ , которые могут принимать бесконечное количество положительных или отрицательных значений. Результаты умножения суммируются набором сумматоров, формируя выходной сигнал процессора  $y$ . Задачей адаптации является установка значений весовых коэффициентов, обеспечивающих оптимальное по выбранному критерию значение выходного сигнала.

Суммированию подвергаются  $L$  сигналов  $x_l(k)$ ,  $l = \overline{1, L}$ , полученных с выходов умножителей на коэффициенты  $w_l(k)$ . Перейдя к векторной форме записи, получим выходной сигнал в виде

$$y(k) = \mathbf{X}^T(k) \cdot \mathbf{W}(k),$$

где

$$\mathbf{X}(k) = [x_1(k) \dots x_l(k) \dots x_L(k)]$$

– вектор сигналов на отводах линий задержки;

$$\mathbf{W}(k) = [w_1(k) \dots w_l(k) \dots w_L(k)]^T$$

– вектор переменных весовых коэффициентов; "Т" – символ транспонирования.

Каждый из сигналов  $x_l(k)$ , соответствующих  $k$ -му циклу адаптации, представляет собой сумму:

$$x_l(k) = s_l(k) + n_l(k), \quad (1)$$

где

$$s_l(k) = F_l [g(k)] \quad (2)$$

– результат прохождения сигнала от цели через АР и  $l$ -ю ветвь процессора;  $n_l(k)$  – результат воздействия всех источников помех, причем  $F_l[\cdot]$  – функция преобразования входного сигнала  $g(k)$  АР и  $l$ -й ветвью процессора.

В (1) и (2) учтено, что в результате настройки АР на известный с точностью до амплитудных параметров полезный сигнал на всех выходах АР составляющие полезного сигнала оказываются одинаковыми.

Примененный в исследуемом алгоритме критерий среднего квадрата ошибки описывается квадратичной функцией значений весовых коэффициентов:

$$\begin{aligned} \sigma &= E \{ [g(k) - y(k)]^2 \} = \\ &= E \{ g^2(k) \} - 2E \{ g(k)y(k) \} + E \{ y^2(k) \} = \\ &= E \{ g^2(k) \} - 2\mathbf{P}_g^T \cdot \mathbf{W} + \mathbf{W}^T R_{XX}^{-1} \mathbf{W}, \quad (3) \end{aligned}$$

где

$$\mathbf{P}_g = E [g(k) \mathbf{X}(k)] = E [g(k) \mathbf{S}(k)]$$

– вектор корреляций между входным сигналом  $g(k)$  и выходными сигналами каналов процессора  $\mathbf{X}(k)$ ;

$$R_{XX} = E [\mathbf{X}(k) \cdot \mathbf{X}^T(k)]$$

– корреляционная матрица сигналов на отводах линий задержки, причем

$$\mathbf{S}(k) = [s_1(k) \dots s_l(k) \dots s_L(k)].$$

Уравнению (3) соответствует единственный минимум  $\sigma^*$  [3], который достигается, когда весовой вектор равен  $\mathbf{W}^*$ . Так как поверхность ошибок не обладает локальными минимумами, для получения итерационных алгоритмов отыскания весов воспользуемся методами градиентного спуска. Одним из таких методов является метод наискорейшего спуска, согласно которому итерация весового вектора производится в направлении отрицательного градиента поверхности ошибок, т. е. посредством использования отрицательного градиента:

$$\mathbf{W}(k+1) = \mathbf{W}(k) + \mu [\mathbf{P}_g - R_{XX} \mathbf{W}(k)], \quad (4)$$

где  $\mu$  – скалярная константа, задающая шаг итерации.

Размер шага при каждом итерационном цикле регулируется скалярной константой. Можно по-

казать, что при надлежащем выборе  $\mu$  повторное применение (4) приведет к тому, что предельное значение  $\mathbf{W}(i)$  будет сходиться к оптимальному значению  $\mathbf{W}^*$  независимо от выбора начального весового вектора  $\mathbf{W}(0)$ .

Так как алгоритм наискорейшего спуска требует знания матрицы  $R_{XX}$ , он не может быть непосредственно применен к задачам, рассматриваемым в исследовании. Далее полученные по этому алгоритму результаты указаны для сравнения.

Метод градиентного спуска, при котором не требуется знание матрицы  $R_{XX}$ , детально описан в [3]. Согласно этому методу приращения весового вектора происходят в направлении отрицательного градиента мгновенного значения квадрата ошибки  $\varepsilon^2(k)$ . В результате алгоритм адаптации описывается следующим выражением:

$$\begin{aligned} \mathbf{W}(k+1) &= \mathbf{W}(k) + \\ &+ \mu [g(k)\mathbf{X}(k) - \mathbf{X}(k) \cdot \mathbf{X}^T(k) \cdot \mathbf{W}(k)] = \\ &= \mathbf{W}(k) + \mu [g(k) - y(k)]\mathbf{X}(k). \end{aligned} \quad (5)$$

Сравнение (4) и (5) показывает, что метод градиентного спуска [3] получается из алгоритма наискорейшего спуска заменой средних значений  $R_{XX}$  и  $\mathbf{P}_g$  соответствующими мгновенными значениями.

При достаточно малом значении  $\mu$  многократное применение (5) приводит к тому, что предельное значение среднего весового вектора

$$\mathbf{M}_w(k) = E[\mathbf{W}(k)] \quad (6)$$

сходится к оптимальному весовому вектору  $\mathbf{W}^*$  [3].

Алгоритм градиентного спуска позволяет преодолеть основную трудность, связанную с применением алгоритма наискорейшего спуска, поскольку при вычислениях не используется матрица  $R_{XX}$ . Однако сохраняется необходимость в каждом цикле адаптации, соответствующем (5), знать сигнал от цели  $g(k)$ . В рассматриваемой в исследовании задаче этот сигнал неизвестен.

Алгоритм, рассмотренный далее, представляет собой сочетание алгоритмов наискорейшего и градиентного спуска и записывается следующим образом:

$$\mathbf{W}(k+1) = \mathbf{W}(k) + \mu [\mathbf{P}_g - \mathbf{X}(k) \cdot \mathbf{X}^T(k) \cdot \mathbf{W}(k)]. \quad (7)$$

Данное выражение можно представить в виде

$$\mathbf{W}(k+1) = \mathbf{W}(k) + \mu [\mathbf{P}_g - y(k)\mathbf{X}(k)]. \quad (8)$$

В этом методе используется комбинация средних и мгновенных значений величин. Его достоинством является то, что все члены алгоритма либо известны заранее ( $\mathbf{P}_g$ ), либо получаются из данных посредством прямых измерений ( $y(k)$  и  $\mathbf{X}(k)$ ).

Уравнение (8) представляет собой алгоритм, предложенный для обработки данных больших AP в реальном времени. Весовой вектор  $\mathbf{W}(k)$ , получаемый в результате реализации итерационного алгоритма, является случайным. Для описания свойств сходимости весовых коэффициентов воспользуемся первым и вторым статистическими моментами  $\mathbf{W}(k)$ : средним весовым вектором  $\mathbf{M}_w(k)$ , весовой автокорреляционной матрицей  $R_{ww}(k)$  и весовой ковариационной матрицей  $C_{ww}(k)$ . Эти величины являются функциями номера итерации  $k$  и определяются следующими соотношениями:

$$\begin{aligned} &- \mathbf{M}_w(k) - \text{соотношением (6);} \\ &- R_{ww}(k) = E[\mathbf{W}(k) \cdot \mathbf{W}^T(k)]; \\ &- C_{ww}(k) = \\ &= E\{[\mathbf{W}(k) - \mathbf{M}_w(k)][\mathbf{W}(k) - \mathbf{M}_w(k)]^T\} = \\ &= R_{ww}(k) - \mathbf{M}_w(k) \cdot \mathbf{M}_w^T(k). \end{aligned}$$

Условие наиболее сильной сходимости следующее [4]: для любого  $\varepsilon > 0$  существует другое число  $\mu_\varepsilon$ , такое, что если скалярная константа  $\mu$  в (8) удовлетворяет условию  $0 < \mu < \mu_\varepsilon$ , то

$$\limsup_{k \rightarrow \infty} E[\|\mathbf{W}(k) - \mathbf{W}^*\|] < \varepsilon. \quad (9)$$

Иными словами, подбором  $\mu$ , удовлетворяющего (9), весовой вектор, получаемый в результате итерационного применения (8), может быть сделан произвольно близким к оптимальному вектору  $\mathbf{W}^*$  в смысле, определяемом условием (9). Основные допущения, принятые при доказательстве, заключаются в том, что векторы, получаемые в результате измерений  $\mathbf{X}(k)$ , являются эргодическими в смысле среднего квадрата и удовлетворяют некоторому условию асимптотической независимости [2].

Далее предполагается, что полученные при последовательных измерениях в AP векторы  $\mathbf{X}(k)$ ,  $\mathbf{X}(k+1)$ , ... статистически не коррелированы и гауссовские. Приведенное допущение о структуре сигнала накладывает более строгие ограничения, чем изложенные ранее на основе



[2]. Тем не менее, оно должно быть справедливым в практических случаях, когда интервал времени между последовательными применениями алгоритма (8) велик по сравнению с интервалами корреляции результатов измерений.

В [5] показано, что если скалярная константа  $\mu$  удовлетворяет неравенству

$$0 < \mu < 2/\lambda_{\max}, \quad (10)$$

где  $\lambda_{\max}$  – максимальное собственное значение корреляционной матрицы  $R_{XX}$ , то, когда количество адаптаций стремится к бесконечности, средний весовой вектор сходится как последовательность к  $\mathbf{W}^*$ .

**Проектирование алгоритма.** Одна из задач, связанных с применением алгоритма (8) в системах обработки данных реальных АР, заключается в выборе надлежащего значения скалярного коэффициента  $\mu$ . Далее показано, каким образом выбор  $\mu$  может быть связан с полной мощностью сигнала в решетке и как этот выбор влияет на скорость сходимости.

Верхнее граничное значение  $\mu$ , определяемое (10), можно связать с полной мощностью сигнала в многоканальном фильтре. Собственные значения  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_L$  матрицы  $R_{XX}$  связаны с ее следом  $\text{tr}[R_{XX}]$  соотношением

$$\text{tr}[R_{XX}] = \sum_{l=1}^L \lambda_l. \quad (11)$$

Перепишав выражение (11), получим

$$\begin{aligned} \text{tr}[R_{XX}] &= \text{tr}\{\mathbb{E}[\mathbf{X}(k) \cdot \mathbf{X}^T(k)]\} = \\ &= \mathbb{E}\{\text{tr}[\mathbf{X}(k) \cdot \mathbf{X}^T(k)]\} = \\ &= \mathbb{E}\sum_{l=1}^L x_l^2(k) = \sum_{l=1}^L \mathbb{E}[x_l^2(k)]. \end{aligned} \quad (12)$$

Правая часть этого выражения представляет собой сумму дисперсий сигналов, т. е. полную мощность сигналов в многоканальном фильтре. Комбинируя (11) и (12) получим

$$\sum_{l=1}^L \mathbb{E}[x_l^2(k)] = \sum_{l=1}^L \lambda_l \geq \lambda_{\max}. \quad (13)$$

Последнее соотношение вытекает из того, что все собственные значения неотрицательны. Подстановкой (13) в (10) получим окончательный результат:

$$0 < \mu < \frac{2}{\sum_{l=1}^L \mathbb{E}[x_l^2(k)]} \leq \frac{2}{\lambda_{\max}}.$$

Таким образом, сходимость алгоритма может гарантироваться измерением полной мощности сигнала в фильтре. В задачах большой размерности такое измерение может оказаться более простым, чем вычисление максимального собственного значения  $\lambda_{\max}$ .

### Оценка скорости сходимости алгоритма.

Оценку скорости можно получить из рекуррентного соотношения для  $\mathbf{M}_w(k)$ . Определив математическое ожидание от обеих частей (7) и полагая, что последовательные выборки некоррелированы, получим:

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_w(k+1) &= \mathbf{M}_w(k) + \mu[\mathbf{P}_g - R_{XX}\mathbf{M}_w(k)] = \\ &= [I - \mu R_{XX}]\mathbf{M}_w(k) + \mu\mathbf{P}_g, \end{aligned}$$

где  $I$  – единичная матрица с размерами  $L \times L$ .

Для начального весового вектора  $\mathbf{W}(0)$  среднее значение после  $k$  итераций

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_w(k) &= \\ &= (I - \mu R_{XX})^k \mathbf{W}(0) + \mu \sum_{i=0}^{k-1} (I - \mu R_{XX})^i \mathbf{P}_g = \\ &= (I - \mu R_{XX})^k [\mathbf{W}(0) - R_{XX}^{-1} \mathbf{P}_g] + R_{XX}^{-1} \mathbf{P}_g = \\ &= (I - \mu R_{XX})^k [\mathbf{W}(0) - \mathbf{W}^*] + \mathbf{W}^*. \end{aligned} \quad (14)$$

Из полученного соотношения следует, что если  $\mu$  удовлетворяет условию (10), то

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \mathbf{M}_w(k) = \mathbf{W}^*.$$

Первый член (14) описывает переходный режим, связанный с начальными условиями. Пусть  $\mathbf{V}(k)$  представляет собой переходный вектор:

$$\mathbf{V}(k) = (I - \mu R_{XX})^k [\mathbf{W}(0) - \mathbf{W}^*].$$

Норма переходного вектора после  $k$  итераций

$$\begin{aligned} \|\mathbf{V}(k)\|^2 &= \mathbf{V}^T(k) \cdot \mathbf{V}(k) = \\ &= [\mathbf{W}(0) - \mathbf{W}^*]^T (I - \mu R_{XX})^{2k} [\mathbf{W}(0) - \mathbf{W}^*] = \\ &= \|\mathbf{W}(0) - \mathbf{W}^*\|^2 \text{tr}\{(I - \mu R_{XX})^{2k}\}, \end{aligned} \quad (15)$$

а после  $(k+1)$  итераций

$$\begin{aligned} \|\mathbf{V}(k+1)\|^2 &= \|\mathbf{W}(0) - \mathbf{W}^*\|^2 \text{tr}\{(I - \mu R_{XX})^{2k+2}\} \leq \\ &\leq \|\mathbf{W}(0) - \mathbf{W}^*\|^2 |1 - \mu \lambda_{\min}|^2 \text{tr}\{(I - \mu R_{XX})^{2k}\} \geq \\ &\geq \|\mathbf{W}(0) - \mathbf{W}^*\|^2 |1 - \mu \lambda_{\max}|^2 \text{tr}\{(I - \mu R_{XX})^{2k}\}. \end{aligned} \quad (16)$$

Неравенства в (16) получены в [3]. Комбинируя (15) и (16) придем к неравенству для нормы переходного вектора:

$$|1 - \mu \lambda_{\max}| \leq \frac{\|\mathbf{V}(k+1)\|}{\|\mathbf{V}(k)\|} \leq |1 - \mu \lambda_{\min}|.$$

Если  $\mu$  удовлетворяет неравенству (10), коэффициенты  $|1 - \mu\lambda_{\max}|$  и  $|1 - \mu\lambda_{\min}|$  должны быть меньше единицы, а поскольку  $\lambda_{\max} \geq 0$  и  $\lambda_{\min} \leq \lambda_{\max}$ , то  $|1 - \mu\lambda_{\max}| < 1$ ;  $|1 - \mu\lambda_{\min}| < 1$ .

Таким образом, длина переходного вектора в итерационном соотношении для среднего весового вектора уменьшается после каждой итерации не менее чем в  $|1 - \mu\lambda_{\min}|$  раз.

**Алгоритм наименьшего среднего квадрата ошибки с ограничениями (НСКОО).** Алгоритм представляет собой простой стохастический алгоритм наискорейшего спуска и обеспечивает обнаружение известного сигнала, проходящего с определенного направления, на фоне шумов, поступающих как с того же, так и с других направлений.

В ходе процедуры адаптации алгоритм обеспечивает непрерывное изучение статистики шумов. Фильтрация шумов, проходящих с заданного направления, обеспечивается выбором необходимой частотной характеристики АР в заданном направлении или с помощью иных средств. Выделенный в результате обработки сигнал используется для решения задач обнаружения и классификации полезных сигналов.

Основным преимуществом алгоритма НСКОО является самокорректировка, что позволяет его реализовывать в течение неограниченного времени без отклонения от наложенных ограничений из-за накапливающихся ошибок вследствие округления или отбрасывания членов.

Процессор, реализующий алгоритм НСКОО, построен по схеме, аналогичной схеме для реализации остальных рассмотренных в настоящей статье алгоритмов (см. рис. 1), однако в целях математического описания алгоритма НСКОО представим его состоящим из  $U$  линий задержки, каждая из которых имеет  $J$  отводов формирования сигналов.

Математическое ожидание мощности сигнала на выходе процессора

$$E[y^2(k)] = E[\mathbf{W}^T \cdot \mathbf{X}(k) \cdot \mathbf{X}^T(k) \cdot \mathbf{W}] = \mathbf{W}^T R_{XX} \mathbf{W}.$$

Наложённое ограничение, заключающееся в том, что сумма весовых коэффициентов на  $j$ -х отводах линий задержки должна быть равна заданному числу  $f_j$ , можно записать в виде

$$\mathbf{b}_j^T \cdot \mathbf{W} = \varphi_j, \quad j = 1, 2, \dots, J, \quad (17)$$

где

$$\mathbf{b}_j = \begin{bmatrix} \underbrace{U \dots U}_{0 \dots 0 \dots 0 \dots 0} & \underbrace{1 \dots 1}_{j\text{-я группа из } U \text{ элементов}} & \underbrace{U \dots U}_{0 \dots 0 \dots 0 \dots 0} \end{bmatrix}^T.$$

Введем матрицу ограничений:

$$B = [\mathbf{b}_1 \dots \mathbf{b}_j \dots \mathbf{b}_J]$$

с размерами  $U \times J$ , а также  $J$ -мерный вектор  $\Phi$  весовых коэффициентов линии задержки с отводами (см. рис. 1), обеспечивающих настройку процессора на обнаружение сигнала, проходящего с заданного направления:

$$\Phi = [\varphi_1, \dots, \varphi_j, \dots, \varphi_J]^T.$$

Тогда ограничение (17) в матрично-векторной форме примет вид:  $B^T \mathbf{W} = \Phi$ .

На первом этапе предположим, что корреляционная матрица  $R_{XX}$  известна. При оптимизации методом наискорейшего спуска с ограничениями начальное значение весового вектора определяется как  $\mathbf{W}(0) = B(B^T B)^{-1} \Phi$ .

Оптимальный вектор весовых коэффициентов  $\mathbf{W}_{\text{opt}}$  находится методом неопределенных множителей Лагранжа [5]. Введем функцию  $H(\mathbf{W})$ , равную сумме минимизируемой функции и функции ограничений, умноженной на  $J$ -мерный вектор неопределенных множителей Лагранжа

$$\lambda = [\lambda_1, \dots, \lambda_j, \dots, \lambda_J]:$$

$$H(\mathbf{W}) = (1/2) \mathbf{W}^T R_{XX} \mathbf{W} + \lambda^T (B^T \mathbf{W} - \Phi), \quad (18)$$

где множитель  $(1/2)$  введен для упрощения вычислений. Определив градиент (18) по  $\mathbf{W}$ , получим:

$$\nabla_{\mathbf{W}} H(\mathbf{W}) = R_{XX} \mathbf{W} + B \lambda.$$

Значение шага изменения  $\lambda$  пропорционально модулю градиента, масштаб определяется константой  $\mu$ . После  $k$ -й итерации весовой вектор определится как

$$\begin{aligned} \mathbf{W}(k+1) &= \mathbf{W}(k) - \mu \nabla_{\mathbf{W}} H[\mathbf{W}(k)] = \\ &= \mathbf{W}(k) - \mu [R_{XX} \mathbf{W}(k) + B \lambda(k)]. \end{aligned}$$

Множители Лагранжа выбираются таким образом, чтобы  $\mathbf{W}(k+1)$  удовлетворяло ограничению

$$B^T \mathbf{W}(k+1) = B^T \mathbf{W}(k) - \mu B^T R_{XX} \mathbf{W}(k) - \mu B^T B \lambda.$$

Решив данное уравнение относительно  $\lambda$ , получим

$$\begin{aligned} \mathbf{W}(k+1) &= \mathbf{W}(k) - \\ &- \mu [I - B(B^T B)^{-1} B^T] R_{XX} \mathbf{W}(k) + \\ &+ B(B^T B)^{-1} [\Phi - B^T \mathbf{W}(k)]. \end{aligned} \quad (19)$$

Если вектор коэффициентов на  $(k + 1)$ -й итерации полностью удовлетворяет ограничениям,  $\Phi - B^T \mathbf{W}(k) = 0$ . В общем случае этот член не равен 0. Он позволяет корректировать малые отклонения от ограничений, обусловленные ошибками вычислений, и предотвращает их возможное накопление и рост.

Введя матрицу с размерами  $UJ \times UJ$

$$\Theta = I - B(B^T B)^{-1} B^T, \quad (20)$$

перепишем алгоритм (19) в форме

$$\mathbf{W}(k + 1) = \Theta [\mathbf{W}(k) - \mu R_{XX} \mathbf{W}(k)] + \Phi. \quad (21)$$

Выражение (21) определяет алгоритм наискорейшего спуска с ограничениями, для применения которого нужно заранее знать корреляционную матрицу входа  $R_{XX}$ , что нельзя гарантировать для АР. Используем в качестве аппроксимации  $R_{XX}$  скалярное произведение вектора сигналов на выводах линий задержки процессора на самого себя:  $\mathbf{X}(k) \cdot \mathbf{X}^T(k)$ . В результате подстановки этой аппроксимации в (21) получим стохастический алгоритм НСКОО:

$$\mathbf{W}(0) = \Phi;$$

$$\mathbf{W}(k + 1) = \Theta [\mathbf{W}(k) - \mu y(k) \mathbf{X}(k)] + \Phi. \quad (22)$$

Алгоритм НСКОО удовлетворяет ограничению  $B^T \mathbf{W}(k + 1) = \Phi$  при каждой итерации, что можно показать, умножив (22) на  $B^T$  и используя (18). При каждой итерации для применения алгоритма необходимо знать только вектор сигналов на отводах  $\mathbf{X}(k)$  и выходной сигнал решетки  $y(k)$ . Априорного знания корреляционной матрицы входа не требуется. В (22)  $\Phi$  – постоянный вектор, который можно вычислить предварительно. Наиболее сложными операциями алгоритма (22) являются умножение каждой из компонент вектора  $\mathbf{X}(k)$  на скалярный множитель  $\mu y(k)$  и вычисление матрицы  $\Theta = I - B(B^T B)^{-1} B^T$ . Поскольку матрица  $B$  имеет простой вид, умножение вектора на  $\Theta$ , как того требует (22), сводится лишь к нескольким сложениям. Итерационные выражения для компонент весового вектора, записанные в виде сумм, имеют вид:

$$w_1(k + 1) = w_1(k) - \mu y(k) x_1(k) - \left( \frac{1}{U} \right) \sum_{j=1}^U [w_j(k) - \mu y(k) x_j(k)] + \left( \frac{f_1}{U} \right);$$

$$\dots; \\ w_U(k + 1) = w_U(k) - \mu y(k) x_U(k) - \left( \frac{1}{U} \right) \sum_{j=1}^U [w_j(k) - \mu y(k) x_j(k)] + \left( \frac{f_1}{U} \right);$$

$$w_{U+1}(k + 1) = w_{U+1}(k) - \mu y(k) x_U(k) - \left( \frac{1}{K} \right) \sum_{u=U+1}^{2U} [w_j(k) - \mu y(k) x_j(k)] + \left( \frac{f_2}{U} \right);$$

$$\dots; \\ w_{2U}(k + 1) = w_{2U}(k) - \mu y(k) x_{2U}(k) - \left( \frac{1}{U} \right) \sum_{j=U+1}^{2U} [w_u(k) - \mu y(k) x_u(k)] + \left( \frac{f_2}{U} \right);$$

$$\dots; \\ w_{UJ}(k + 1) = w_{UJ}(k) - \mu y(k) x_{UJ}(k) - \left( \frac{1}{U} \right) \sum_{u=(u-1)K+1}^{UJ} [w_u(k) - \mu y(k) x_u(k)] + \left( \frac{f_J}{K} \right).$$

### Исследование свойств алгоритма НСКОО.

Весовой вектор  $\mathbf{W}(k)$ , полученный с помощью стохастического алгоритма (22), является случайным вектором. Чтобы доказать сходимость среднего значения весового вектора к оптимальному вектору, нужно показать, что вектор разности между ними асимптотически стремится к нулю.

Доказательство сходимости среднего значения вектора существенно упрощается при допущении, что последовательные выборки вектора входа, взятые с временным интервалом  $\Delta$ , статистически независимы. На практике это условие примерно выполняется за счет выборки вектора входа с интервалами, большими, чем сумма интервала корреляции входного процесса и времени распространения. Принятое допущение накладывает более жесткие ограничения, чем это нужно. Значительно более слабое ограничение асимптотической независимости векторов входа вполне достаточно для сходимости решения задачи по алгоритму НСКОО без ограничений.

Вычислив математические ожидания обеих частей (22), получим итерационное уравнение для среднего значения весового вектора НСКОО

$$E[\mathbf{W}(k + 1)] = \Theta \{ E[\mathbf{W}(k)] - \mu R_{XX} E[\mathbf{W}(k)] \} + \Phi. \quad (23)$$

Определим вектор

$$\mathbf{V}(k + 1) = E[\mathbf{W}(k + 1)] - \mathbf{W}_{\text{opt}}$$

как разность между средним значением адаптивного весового вектора после  $(k + 1)$ -й итерации и оптимальным вектором.

Используя (23) и соотношения

$$\Phi = (I - \Theta) \mathbf{W}_{\text{opt}}, \quad \Theta R_{XX} \mathbf{W}_{\text{opt}} = 0,$$

получим уравнение для разности:

$$\mathbf{V}(k+1) = \Theta \mathbf{V}(k) - \mu \Theta R_{XX} \mathbf{V}(k). \quad (24)$$

Так как матрица  $\Theta$  обладает свойством  $\Theta^2 = \Theta$ , что можно показать, выполнив умножение в (20) и умножив (24) на  $\Theta$ , то  $\Theta \mathbf{V}(k) = I(k)$  для любых  $k$ . Следовательно, (24) можно записать в виде

$$\begin{aligned} \mathbf{V}(k+1) &= [I - \mu \Theta R_{XX} \Theta] \mathbf{V}(k) = \\ &= [I - \mu \Theta R_{XX} \Theta]^{k+1} \mathbf{V}(k). \end{aligned}$$

Матрица  $\Theta R_{XX} \Theta$  определяет скорость сходимости среднего значения весового вектора к оптимальному и стационарные отклонения нового вектора от оптимального. Показано [4], что  $\Theta R_{XX} \Theta$  имеет точно  $J$  нулевых собственных значений, соответствующих векторам-столбцам матрицы ограничений. Это свойство является результатом того, что во время адаптации весовой вектор все время остается в  $(UJ - J)$ -мерной плоскости ограничений. Также показано, что матрица  $\Theta R_{XX} \Theta$  имеет  $UJ - J$  ненулевых собственных значений  $\sigma_i$ ,  $i=1, \dots, (UJ - J)$ , заключенных между наименьшим  $\lambda_{\min}$  и наибольшим  $\lambda_{\max}$  собственными значениями матрицы  $R_{XX}$ .

Исследование выражения  $\mathbf{V}(0) = \Phi - \mathbf{W}_{\text{opt}}$  показывает, что вектор  $\mathbf{V}$  можно представить как линейную комбинацию собственных векторов матрицы  $R_{XX} P$ , соответствующую собственным значениям, не равным нулю.

Если  $\mathbf{V}(0)$  равно собственному вектору матрицы  $PR_{XX}P$   $\mathbf{e}_i$  с собственным значением  $\sigma_i \neq 0$ , то

$$\mathbf{V}(k+1) = [I - \mu PR_{XX}P]^{k+1} = [1 - \mu \sigma_i]^{k+1} \mathbf{e}_i.$$

Следовательно, сходимость среднего значения весового вектора к оптимальному вдоль собственного вектора матрицы  $\Theta R_{XX} \Theta$  будет определяться соотношением  $(1 - \mu \sigma_i)$ . Время, за которое евклидова длина разностного вектора уменьшится в  $|e|^{-1}$  раз от начального значения, определяется как

$$\tau_i = \frac{\Delta}{\ln(1 - \mu \sigma_i)} \approx \frac{\Delta}{\mu \sigma_i}, \quad (25)$$

где приближенное равенство справедливо при  $\mu \sigma_i \ll 1$ .

Если  $\mu$  выбрано таким, что  $0 < \mu < \sigma_{\max}^{-1}$ , длина (норма) любого разностного вектора заключена между значениями двух убывающих геометрических прогрессий:

$$\begin{aligned} (1 - \mu \sigma_{\max})^{k+1} \|\mathbf{V}(0)\| &\leq \|\mathbf{V}(k+1)\| \leq \\ &\leq (1 - \mu \sigma_{\min})^{k+1} \|\mathbf{V}(0)\|, \end{aligned}$$

так что, если начальная разность конечна, среднее значение весового вектора сходится к оптимальному, т. е.

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \|E[\mathbf{W}(k)] - \mathbf{W}_{\text{opt}}\| = 0$$

с постоянными времени, определяемыми формулой (25).

### Применение рассмотренных алгоритмов.

Количество арифметических операций и объем памяти, необходимые при реализации первого из рассмотренных алгоритмов, пропорциональны числу коэффициентов процессора. В этом заключается существенное преимущество данного алгоритма перед методами на основе прямых вычислений, для которых объем памяти и количество операций пропорциональны квадрату или кубу числа весовых коэффициентов. Упомянутое сокращение объема памяти достигается ценой компромисса между объемом памяти и временем вычислений: хотя количество вычислений, необходимых по исследованному алгоритму на каждом цикле адаптации, и пропорционально количеству весовых коэффициентов, для обеспечения сходимости требуется большое число циклов адаптации. Это значит, что исследуемый адаптивный метод является асимптотически оптимальным. В общем случае количество циклов, обеспечивающее сходимость, существенно превышает квадрат или куб числа весовых коэффициентов. Однако при обработке данных больших решеток ограничение в настоящее время связано с объемом памяти, а упомянутое увеличение времени вычислений серьезных трудностей не вносит.

Результаты тестирования рассматриваемых алгоритмов показали, что алгоритм НСКОО, начиная с некоторого значения, работает заметно быстрее первого алгоритма. Преимущество алгоритма НСКОО в скорости работы становится заметным при частоте дискретизации сигнала, поступающего на вход процессора,  $f_d > 500$  Гц и количестве шагов адаптации  $N_{\text{ад}} > 1000$  (рис. 2 и 3 соответственно, где маркеры указывают точки математического моделирования). Экспериментальные исследования выполнялись на персональном компьютере со следующей конфигура-

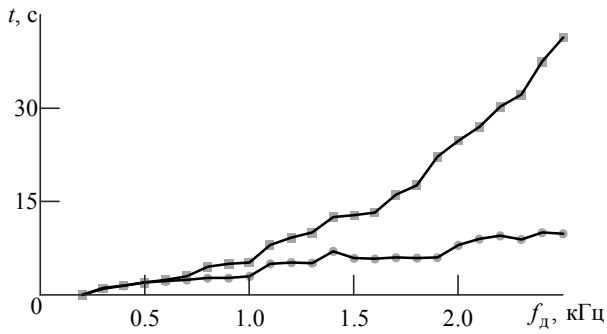


Рис. 2

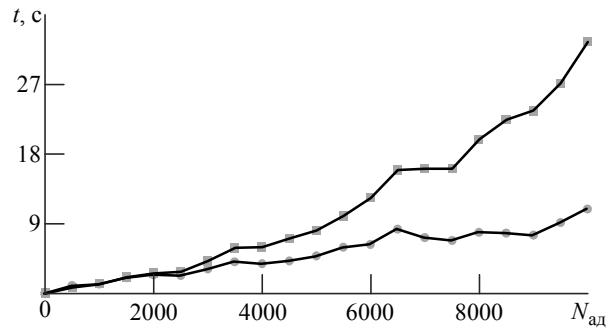


Рис. 3

| Параметр                 | Первый алгоритм адаптации на основе итерационной процедуры   | Алгоритм НСКОО  |
|--------------------------|--|---|
| Тип вычислений           | Рекуррентный   |   |
| Основная формула         | $\mathbf{W}(k+1) = \mathbf{W}(k) + \mu [\mathbf{P}_g - y(k)\mathbf{X}(k)]$   | $\mathbf{W}(k+1) = \Theta [\mathbf{W}(k) - \mu R_{XX} \mathbf{W}(k)] + \Phi$                      |
| Сложность алгоритма      | $O(n)$   |   |
| Ограничения              | Не более нескольких тысяч чувствительных элементов решетки   | Сигналы с заданного направления и шумы с других направлений некоррелированы                       |
| Основная особенность     | Наличие корреляции между шумами с разных направлений и полезным сигналом   | Возможность работы при изменяющихся внешних условиях  |
| Критерий оценки качества | Средний квадрат ошибки оценивания полезного сигнала  | Суммарная мощность сигнала на выходе решетки  |
| Скорость работы          | Примерно совпадает с алгоритмом НСКОО при частоте дискретизации менее 500 Гц и при количестве шагов адаптации менее 1000 | Выше итерационного алгоритма при частоте более 500 Гц и при количестве шагов адаптации более 1000 |

ций: процессор Intel Core-i7 3-го поколения с тактовой частотой 2.4 ГГц и RAM 4 Гбайт).

По результатам анализа алгоритмов составлена сравнительная таблица, описывающая их основные характеристики и возможности.

Рассмотренные и исследованные алгоритмы адаптации эффективны при обработке гидроакустических сигналов с использованием АР.

Выбор конкретного алгоритма определяется требованиями, предъявляемыми к количеству элементов АР, скорости работы при обработке сигнальных выборок большого объема, возможности работы в условиях внешних помех и сложности проводимых вычислений.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Малышкин Г. С. Оптимальные и адаптивные методы обработки гидроакустических сигналов / АО «Концерн "ЦНИИ "Электроприбор"». СПб., 2011. 374 с.
2. Griffiths L. J. A Simple Adaptive Algorithm for Real-Time Processing in Antenna Arrays // Proc. of the IEEE. 1969. Vol. 57, iss. 10. P. 1696–1704.
3. Адаптивные антенные системы / Б. Уидроу, П. Е. Мантей, Л. Дж. Гриффитс, Б. Б. Гуд // ТИИЭР. 1976. Т. 55, № 12. С. 78–95.

4. Daniell T. P. Adaptive estimation with manually correlated tracing samples / Stanford Electron. Labs., Stanford, Calif., Doc. SEL-68-083, Tech. Rep. TR 6778-4, 1968. 14 p.
5. Ильин В. А., Садовничий В. А., Сендов Бл. Х. Математический анализ: в 2 т. Т. 1. М.: Изд-во Моск. ун-та, 1985. 662 с.

D. M. Klionskiy, A. M. Golubkov, D. I. Kaplun, M. C. Kupriyanov  
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

### Study of adaptation algorithms for processing hydro acoustic signals

*Adaptive algorithms for processing signals of antenna arrays in real-time with linear constraints are considered for hydroacoustic tasks. The analysis results of these algorithms are provided and their characteristics are given. Recommendations for using the algorithms in various conditions are given.*

Adaptation algorithm, hydro acoustic signal, antenna array, processor

Статья поступила в редакцию 28 января 2016 г.



УДК 621.372.413

С. В. Савелькаев, Н. В. Заржецкая  
Сибирский государственный университет  
геосистем и технологий (Новосибирск)

## Расчет и проектирование автогенераторных СВЧ-устройств в пространстве S-параметров

*Рассмотрена методика расчета автогенератора СВЧ в пространстве S-параметров как без внешней обратной связи, так и с параллельной или последовательной внешней обратной связью активного компонента (АК). Методика позволяет на основе условия самовозбуждения автогенератора, записанного в комплексной форме, рассчитать комплексные коэффициенты отражения нагрузок АК и параметры внешней обратной связи, обеспечивающие требуемую частоту генерации автогенератора и максимальную выходную мощность, а также приближенно оценку значения этой мощности. Анализ устойчивости АК и условий его самовозбуждения обеспечивает выбор оптимальной электрической схемы автогенератора, а рассчитанные комплексные коэффициенты отражения нагрузок АК и параметры внешней обратной связи обеспечивают синтез топологии рассмотренного автогенератора.*

### **Автогенератор СВЧ, S-параметры и комплексные коэффициенты отражения нагрузок, обратная связь, условие самовозбуждения, частота генерации, выходная мощность, электрическая схема, топология**

В настоящее время разработана среда проектирования автогенераторов СВЧ на базе пакета Microwave Office (MWO) [1], позволяющая проанализировать автогенератор методом гармонического баланса с использованием рассчитанных или измеренных S-параметров активного компонента (АК). В результате могут быть определены частота автогенерации и условия самовозбуждения генератора с использованием генераторного зонда, а также решены многие другие задачи.

Недостатком среды на базе пакета MWO является то, что она предполагает наличие исходной электрической схемы автогенератора, подвергаемой анализу. Однако эта электрическая схема может оказаться неоптимальной для обеспечения заданных технических характеристик автогенератора. Критерии выбора и оптимизации схемы в пакете MWO отсутствуют.

В настоящей статье предложена методика расчета автогенератора СВЧ в пространстве S-параметров как без внешней обратной связи (ОС), так и с параллельной или последовательной внешней ОС, охватывающей АК [2]. Эта методика позволяет на основе условия самовозбуждения автогенератора, записанного в комплексной форме, рассчитать комплексные коэффициенты отражения (ККО) нагрузок АК и параметры внешней ОС, обеспечивающие требуемую частоту генерации

автогенератора и его максимальную выходную мощность, а также приближенно оценить значение этой мощности. Анализ устойчивости АК и условий его самовозбуждения обеспечивает выбор оптимальной электрической схемы автогенератора, а рассчитанные ККО нагрузок АК и параметры внешней ОС обеспечивают последующий синтез топологии этого автогенератора на базе пакета MWO.

**Математическое моделирование автогенератора СВЧ.** Исходными данными для математического моделирования автогенератора являются требуемая частота генерации  $f$ , ее относительная нестабильность  $\delta_f$  и требуемая выходная мощность  $P_{\text{вых}}$ .

АК выбирается по максимальной частоте генерации  $f_{\text{max}}$ , максимально допустимой рассеиваемой мощности  $P_{\text{вых max}}$  и коэффициенту полезного действия (КПД)  $\eta$ , известным из паспортных данных компонента, так, чтобы выполнялись условия  $f = f_{\text{max}} / (1.0 \dots 1.2)$  и  $P_{\text{вых}} = P_{\text{max}} / (1.0 \dots 1.2)$ . Если требуемая относительная нестабильность составляет  $\delta_f = 10^{-3} \dots 10^{-4}$ , автогенератор можно спроектировать в микрополосковом исполнении без дополнительных мер стабилизации частоты генерации  $f$ .

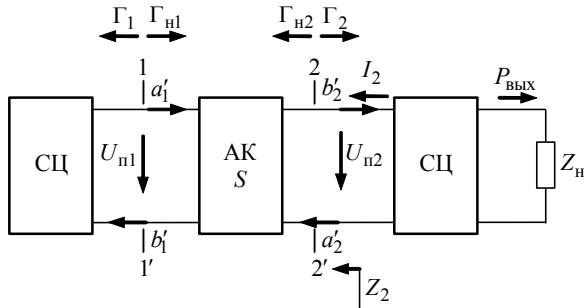


Рис. 1

Структурная схема моделируемого автогенератора представлена на рис. 1, где СЦ – согласующие цепи, а АК характеризуется матрицей  $S$ -параметров  $S = \{S_{kl}\}$ ,  $k, l = 1, 2$ .

Методика расчета автогенератора зависит от коэффициента устойчивости АК [2], [3]:

$$K = \frac{1 + |\Delta_S|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{11}S_{22}|}, \quad (1)$$

где

$$\Delta_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (2)$$

– определитель матрицы  $S$ -параметров АК, которые должны быть измерены в реальном рабочем режиме эксплуатации [4], [5].

**Потенциальная устойчивость АК.** Данный режим характеризуется значениями  $K < 1$  (1). При этом расчет автогенератора можно осуществить без применения внешней ОС. Условие самовозбуждения АК имеет вид

$$\Gamma_2 \Gamma_{н2} = 1, \quad (3)$$

где  $\Gamma_2$  – ККО в плоскости 2–2' на выходе АК;  $\Gamma_{н2}$ ,  $\Gamma_{н1}$  – ККО нагрузок (нагрузочные ККО) на выходе АК в плоскости 2–2' и на его входе в плоскости 1–1' соответственно (рис. 1).

ККО  $\Gamma_2$  определяется по правилу некасающихся контуров при представлении автогенератора (рис. 1) ориентированным сигнальным графом:

$$\Gamma_2 = b_2/a_2 = (S_{22} - \Delta_S \Gamma_{н1}) / (1 - S_{11} \Gamma_{н1}). \quad (4)$$

Соотношения (3) и (4) устанавливают связь нагрузочных ККО АК  $\Gamma_{н1}$ ,  $\Gamma_{н2}$  через его  $S$ -параметры и эквивалентно классическим условиям баланса амплитуд и баланса фаз, записанным в комплексной форме. Действительно, (3) можно записать в виде

$$|\Gamma_2| |\Gamma_{н2}| e^{i(\varphi_2 + \varphi_{н2})} = 1, \quad (5)$$

где  $|\Gamma_2|$  и  $|\Gamma_{н2}|$  – модули ККО  $\Gamma_2$  и  $\Gamma_{н2}$  соответственно;  $\varphi_2$  и  $\varphi_{н2}$  – фазы ККО  $\Gamma_2$  и  $\Gamma_{н2}$  соответственно.

Условие (5) выполняется при балансе амплитуд

$$|\Gamma_2| |\Gamma_{н2}| = 1 \quad (6)$$

и балансе фаз

$$\varphi_2 + \varphi_{н2} = 2\pi n, \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots,$$

приведенных к классическому виду. Причем (6) должно выполняться при соотношениях

$$|\Gamma_2| > 1 \text{ и } |\Gamma_{н2}| < 1, \quad (7)$$

учитывающих действительное отрицательное сопротивление  $\text{Re} Z_2 = Z_0(1 + |\Gamma_2|)/(1 - |\Gamma_2|)$  в плоскости 2–2' на выходе АК, где  $Z_0$  – волновое сопротивление линии, в которой были измерены  $S$ -параметры этого компонента. Максимальное значение модуля ККО (7)

$$|\Gamma_2| = |\Gamma_2|_{\max} \quad (8)$$

соответствует максимальному значению выходной мощности  $P_{\text{вых}} = P_{\text{вых max}}$  автогенератора, отдаваемой в нагрузку с сопротивлением  $Z_n$  (рис. 1).

Согласно (3) условие согласования сопротивления  $Z_2$  с сопротивлением нагрузки  $Z_n$  имеет вид

$$\Gamma_{н2} = \Gamma_2^{-1}. \quad (9)$$

Для расчета нагрузочного ККО  $\Gamma_{н1}$  представим (4) в виде дробно-линейного конформного преобразования

$$\Gamma_2^{-1} = (a\Gamma_{н1} + b)/(c\Gamma_{н1} + d), \quad (10)$$

отображающего значения ККО  $\Gamma_{н1}$  из его комплексной плоскости на комплексную плоскость ККО  $\Gamma_2^{-1}$  (рис. 2). На этом рисунке окружность  $O_1$  единичного радиуса соответствует условию  $|\Gamma_2| = 1$ , а допустимые значения  $\Gamma_2^{-1}$  лежат внутри этой окружности. Окружность  $O_2$  определяет значения  $\Gamma_2^{-1}$ , при которых выполняется условие самовозбуждения АК (3).

Параметры  $a = -S_{11}$ ,  $b = 1$ ,  $c = -\Delta_S$  и  $d = S_{22}$  дробно-линейного преобразования (10) позволяют рассчитать полярный радиус  $r_2$ , определяющий положение центра  $O$  окружности  $O_2$  в систе-

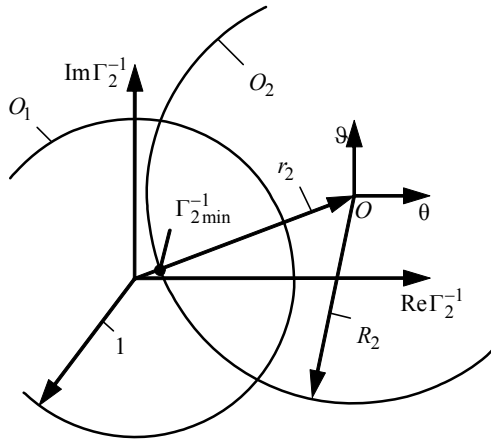


Рис. 2

ме координат  $\text{Re}\Gamma_2^{-1}$ ,  $\text{Im}\Gamma_2^{-1}$  окружности  $O_1$ , и радиус  $R_2$  окружности  $O_2$  в ее собственной системе координат  $O\theta\vartheta$  для фиксированного значения модуля  $|\Gamma_{н1}|$  нагрузочного ККО:

$$r_2 = \frac{bd^* - ac^* |\Gamma_{н1}|^2}{|d|^2 - |c|^2 |\Gamma_{н1}|^2} = \frac{S_{22}^* - \Delta_S^* S_{11} |\Gamma_{н1}|^2}{D_2}, \quad (11)$$

где

$$D_2 = |S_{22}|^2 - |\Delta_S|^2 |\Gamma_{н1}|^2; \quad (12)$$

"\*" – обозначение комплексного сопряжения;

$$R_2 = \frac{|ad - bc| |\Gamma_{н1}|}{|d|^2 - |c|^2 |\Gamma_{н1}|^2} = \frac{|S_{12} S_{21}| |\Gamma_{н1}|}{|D_2|}.$$

Анализируя условия физической реализуемости автогенератора, можно показать, что модуль нагрузочного ККО  $|\Gamma_{н1}|$ , входящий в (11) и (12), должен быть равен 1, поскольку его меньшие значения  $|\Gamma_{н1}| < 1$  приводят к рассеянию мощности  $P_1 = |b_1|^2/2$ , поступающей во входную СЦ, и, следовательно, к снижению КПД ( $\eta_a$ ) моделируемого автогенератора в целом.

Максимальное значение модуля  $|\Gamma_2|_{\max}$  (8) (рис. 2) определяется через минимум обратной величины:

$$\Gamma_2^{-1} \min = \pm r_2 (1 - R_2/|r_2|), \quad (13)$$

где знак "+" берется при  $D_2 > 0$ , а знак "-" – при  $D_2 < 0$ . Для этого определения полярный радиус  $r_2$  и радиус  $R_2$  рассчитываются из (11) при  $|\Gamma_{н1}| = 1$ .

Подстановка (13) в (4) позволяет для нагрузочного ККО записать:

$$\Gamma_{н1} = \frac{S_{22} \pm r_2 (1 - R_2/|r_2|)}{\Delta_S \pm S_{11} r_2 (1 - R_2/|r_2|)}, \quad (14)$$

при его фазе  $\varphi_{н1}$ , обеспечивающей максимальное значение ККО (8). Соответствующее ему значение нагрузочного ККО  $\Gamma_{н2}$  определяется из (9) и (4).

Для ориентировочной оценки выходной мощности ( $P_{\text{вых}}$ ) автогенератора и его КПД ( $\eta_a$ ), не соответствующих стационарному режиму работы, определим из структурной схемы (см. рис. 1) внутренний коэффициент усиления и коэффициент ОС АК:

$$K_y = b_2/b_1 = S_{21}\Gamma_1/(1 - S_{22}\Gamma_{н2}); \quad (15)$$

$$K_{\text{ОС}} = b_1/b_2 = S_{12}\Gamma_{н2}/(1 - S_{11}\Gamma_1).$$

С учетом (15) классическое условие баланса амплитуд, которому эквивалентно условие (6), имеет вид

$$K_y K_{\text{ОС}} = 1. \quad (16)$$

Учитывая, что мощности во входной и выходной плоскостях АК определяются как

$$P_i = (|a_k|^2 - |b_k|^2)/2, \quad k = 1, 2,$$

запишем:

$$\eta = (P_1 + P_2)/P_{\text{п}}; \quad P_2 = P_1 |K_y|^2 (1 - |K_{\text{ОС}}|^2), \quad (17)$$

где  $P_{\text{п}} = I_2 U_{\text{п2}}$  – мощность, потребляемая АК от источника питания ( $I_2$  и  $U_{\text{п2}}$  – ток стока и напряжение "сток-исток" АК соответственно) (см. рис. 1).

Совместное решение (16) и (17) позволяет определить мощность в плоскости 2–2' на выходе АК:

$$P_2 = P_{\text{п}} \eta (1 - |K_y|^{-2}) = P_{\text{п}} \eta (1 - |K_{\text{ОС}}|^2). \quad (18)$$

С учетом (18) выходную мощность моделируемого автогенератора, отдаваемую в нагрузку с сопротивлением в плоскости  $Z_{\text{н}}$ , оценим как

$$P_{\text{вых}} = P_2 |\hat{S}_{21}|^2, \quad (19)$$

где  $|\hat{S}_{21}|^2$  – коэффициент передачи выходной СЦ.

Пренебрегая малыми потерями в выходной СЦ с учетом того, что для такого случая  $|\hat{S}_{21}|^2 = 1 - |\Gamma_{н2}|^2$ , из (18) и (19) получим

$$P_{\text{вых}} = P_{\text{п}} \eta_a, \quad (20)$$



где

$$\begin{aligned} \eta_a &= \eta(1 - |K_y|^{-2}) |\hat{S}_{21}|^2 = \\ &= \eta(1 - |K_y|^{-2})(1 - |\Gamma_{H2}|^2) = \\ &= \eta(1 - |K_{OC}|^2) |\hat{S}_{21}|^2 = \\ &= \eta(1 - |K_{OC}|^2)(1 - |\Gamma_{H2}|^2). \end{aligned}$$

Определим на комплексной плоскости нагрузочного ККО  $\Gamma_{H2}$  полярные радиусы  $r_{P2}$  и радиусы  $R_{P2}$  окружностей  $O_P$  постоянной выходной мощности ( $P_{\text{вых}} = \text{const}$ ) автогенератора. Для этого сведем (15), (16) и (18) к уравнению вида

$$(\text{Re}\Gamma_{H2} - \text{Re}r_{P2}) + (\text{Im}\Gamma_{H2} - \text{Im}r_{P2})^2 = R_{P2}^2,$$

где

$$\begin{aligned} r_{P2} &= S_{11}/\Delta_S; \\ R_{P2} &= \\ &= \sqrt{\frac{|S_{11}|^2 |S_{21}|^2 (|\Delta_S|^2 - 1)(P_{\Pi}\eta - P_2) - |\Delta_S|^2 P_{\Pi}P_2}{|\Delta_S|^2 |S_{21}|(P_{\Pi}\eta - P_2)}}. \end{aligned}$$

**Безусловная устойчивость АК.** Режим характеризуется значениями  $K > 1$  (1). Для выполнения условия самовозбуждения АК (3) требуется внешняя параллельная (рис. 3, а) или последовательная (рис. 3, б) ОС.

S-параметры АК с внешней ОС определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} S_{11Y} &= \frac{S_{\sigma}Y + 2S_{11}}{(2 + S_q)Y + 2}; \quad S_{12Y} = \frac{S_cY + 2S_{12}}{(2 + S_q)Y + 2}; \\ S_{21Y} &= \frac{S_cY + 2S_{21}}{(2 + S_q)Y + 2}; \quad S_{22Y} = \frac{S_{\sigma}Y + 2S_{22}}{(2 + S_q)Y + 2} \end{aligned} \quad (21)$$

– при параллельной ОС;

$$\begin{aligned} S_{11Z} &= \frac{S_{11} - 2S_{\sigma}Z}{(2 + S_f)Z + 2}; \quad S_{12Z} = \frac{S_dZ + 2S_{12}}{(2 + S_f)Z + 2}; \\ S_{21Z} &= \frac{S_dZ + 2S_{21}}{(2 + S_f)Z + 2}; \quad S_{22Z} = \frac{S_{22} + 2S_{\sigma}Z}{(2 + S_f)Z + 2} \end{aligned} \quad (22)$$

– при последовательной ОС, где  $Y$  и  $Z$  – нормированные проводимость и сопротивление цепей внешней параллельной и последовательной ОС соответственно;

$$\begin{aligned} S_{\sigma} &= -1 + \Delta_S + S_{12} + S_{21}; \\ S_q &= S_{11} + S_{22} - S_{12} - S_{21}; \quad S_c = 1 + \Delta_S + S_{11} + S_{22}; \\ S_f &= S_{11} + S_{12} + S_{21} + S_{22}; \quad S_d = 1 + \Delta_S - S_{12} + S_{21} \end{aligned}$$

– S-параметры.

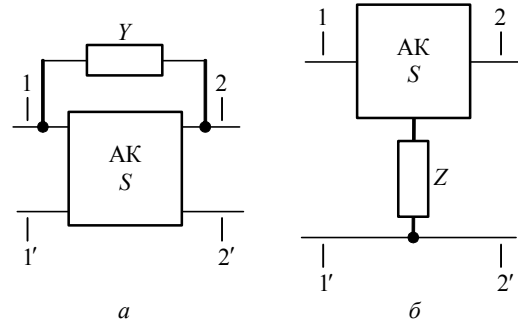


Рис. 3

Значение проводимости  $Y$  или сопротивления  $Z$  внешней ОС должно быть выбрано так, чтобы ее введение привело к потенциальной устойчивости АК (1):

$$K = \frac{1 + |\Delta_{S\xi}|^2 - |S_{12\xi}|^2 - |S_{22\xi}|}{2|S_{12\xi}S_{21\xi}|} < 1, \quad \xi \in Z, Y,$$

где  $\Delta_{S\xi}$  – определители (2)  $S_{\xi}$ -матриц АК (21), (22) при параллельной ( $\xi \in Y$ ) и последовательной ( $\xi \in Z$ ) ОС (рис. 3) соответственно.

Введение ОС значительно усложняет расчет автогенератора, так как в этом случае необходимо искать максимум модуля ККО  $\Gamma_2$  (3) в зависимости от нагрузочного ККО АК  $\Gamma_{H1}$ , а также значения проводимости  $Y$  или сопротивления  $Z$  цепи ОС, при которых для этого модуля с учетом условия  $|\Gamma_2| > 1$  выполняется соотношение

$$|\Gamma_2| = |\Gamma_2|_{\text{max}} > 1. \quad (23)$$

Для определения значения нагрузочного ККО  $\Gamma_{H1}$ , а также значений проводимости  $Y$  и сопротивления  $Z$  ОС, при которых выполняется условие (23), подставим в (4) S-параметры (21) и (22) и получим:

$$\Gamma_2 = R[(A - \xi)(B - \xi)] / [(C - \xi)(D - \xi)], \quad (24)$$

где  $A, B$  – параметры, определяющиеся формулами

$$A = -Q_1 + \sqrt{Q_1^2 - q_1}; \quad B = -Q_1 - \sqrt{Q_1^2 - q_1}.$$

Параметры  $R, D, C$  определяются как

$$\begin{aligned} R &= \frac{S_{\sigma} + (S_{\sigma} + S_c)\Gamma_{H1}}{2 + S_q - S_{\sigma} - \Gamma_{H1}}; \\ D &= \frac{2(S_{11}\Gamma_{H1} - 1)}{2 + S_q - S_{\sigma}\Gamma_{H1}}; \quad C = -\frac{2}{2 + S_q} \end{aligned} \quad (25)$$

– при параллельной ОС, причем

$$Q_1 = \{S_{22}(2 + S_q) + S_{\sigma} + [S_c(S_{12} + S_{21}) - S_{\sigma}(S_{11} + S_{22})]\Gamma_{H1}\} / (2 + S_q)[S_{\sigma} + (S_{\sigma} + S_c)\Gamma_{H1}];$$

$$q_1 = 4(\Delta_S \Gamma_{н1} - S_{22}) / (2 + S_q) [S_\sigma + (S_\sigma + S_c) \Gamma_{н1}];$$

$$R = \frac{(S_d + S_\sigma) \Gamma_{н1} - S_\sigma}{2 - S_f - S_\sigma - \Gamma_{н1}}; \quad (26)$$

$$D = \frac{q_1}{2}; \quad C = -\frac{2}{2 - S_f},$$

– при последовательной ОС, причем

$$Q_1 = \{S_{22}(2 + S_f) - S_\sigma + [S_d(S_{12} + S_{21}) + S_\sigma(S_{11} + S_{22})] \Gamma_{н1}\} / (2 - S_f) [(S_d + S_\sigma) \Gamma_{н1} - S_\sigma];$$

$$q_1 = 4(S_{11} \Gamma_{н1} - 1) / (2 - S_f + S_\sigma \Gamma_{н1}).$$

Для удобства дальнейшего анализа запишем уравнение (24) в виде

$$|\Gamma_2|^2 = |R|^2 \left| \frac{A - \xi}{C - \xi} \right|^2 \left| \frac{B - \xi}{D - \xi} \right|^2. \quad (27)$$

Для определения максимума модуля параметра  $R$  (25), (26) представим этот параметр в виде дробно-линейного конформного преобразования аналогично (10):

$$R^{-1} = (a\Gamma_{н1} + b) / (c\Gamma_{н1} + d),$$

отображающего значения нагрузочного ККО  $\Gamma_{н1}$  из его комплексной плоскости на комплексную плоскость параметра  $R^{-1}$ , где параметры:

$$a = -S_\sigma; \quad b = 2 + S_q; \quad c = S_\sigma + S_c; \quad d = S_\sigma$$

– при параллельной ОС;

$$a = S_\sigma; \quad b = 2 - S_f; \quad c = S_d + S_\sigma; \quad d = -S_\sigma$$

– при последовательной ОС.

На основании приведенных выражений определяются полярный радиус центра  $r_2$  и радиус  $R_2$  окружности устойчивости АК при  $|\Gamma_{н1}| = 1$  (см. рис. 2):

$$r_2 = \left[ (2 + S_q) S_\sigma^* + (S_\sigma + S_c) S_\sigma \right] / D;$$

$$R_2 = \left| S_\sigma^2 + (2 + S_q)(S_\sigma + S_c) \right| / |D|,$$

– при параллельной ОС, причем  $D = |S_\sigma|^2 - |S_\sigma + S_c|^2$ ;

$$r_2 = \left[ (S_f - 2) S_\sigma^* - (S_\sigma + S_d) S_\sigma \right] / D;$$

$$R_2 = \left| S_\sigma^2 + (2 - S_f)(S_\sigma + S_d) \right| / |D|,$$

– при последовательной ОС, причем  $D = |S_\sigma|^2 - |S_\sigma + S_d|^2$ .

Значение нагрузочного ККО  $\Gamma_{н1}$  по его фазе  $\varphi_{н1}$ , для которой значение модуля параметра  $R$  (25), (26) максимально ( $|R| = |R|_{\max}$ ), можно определить из (14) при замене  $S \rightarrow S_\xi$ .

Для определения максимума произведения

$$\left| \frac{A - \xi}{C - \xi} \right|^2 \left| \frac{B - \xi}{D - \xi} \right|^2$$

из уравнения (27) подставим его в (4) и получим

$$\left| \frac{A - \xi}{C - \xi} \right|^2 \left| \frac{B - \xi}{D - \xi} \right|^2 \geq |R|^{-2}. \quad (28)$$

Неравенство (28) разложим на систему неравенств

$$\left| \frac{1 - C_{2k}\xi}{1 - C_{3k}\xi} \right|^2 \geq \tilde{P}_k, \quad k = 1, 2, \quad (29)$$

где  $C_{21} = 1/A$ ;  $C_{22} = 1/B$ ;  $C_{31} = 1/C$ ;  $C_{32} = 1/D$ ;  $\tilde{P}_1 = 1/|RC_{11}|$ ;  $\tilde{P}_2 = 1/|RC_{12}|$ , причем  $C_{11} = A/C$ ;  $C_{12} = B/D$ .

Для решения системы неравенств (29) сведем ее к системе уравнений вида

$$x^2 + y^2 + u_k x + v_k y + c_k = 0; \quad k = 1, 2, \quad (30)$$

где

$$x = \operatorname{Re} \xi = |\xi| \cos \varphi_\xi; \quad y = \operatorname{Im} \xi = |\xi| \sin \varphi_\xi;$$

$$u_k = a_{k2}/a_{k1}; \quad v_k = a_{k3}/a_{k1}; \quad c_k = -a_{k4}/a_{k1},$$

причем

$$a_{k2} = 2(\tilde{P}_k |C_{3k}| \cos \varphi_{3k} - |C_{2k}| \cos \varphi_{2k});$$

$$a_{k1} = |c_{2k}|^2 - \tilde{P}_k |c_{3k}|^2;$$

$$a_{k3} = 2(|C_{2k}| \sin \varphi_{2k} - \tilde{P}_k |C_{3k}| \sin \varphi_{3k});$$

$$a_{k4} = \tilde{P}_k - 1.$$

Каждое из уравнений (30) есть уравнение окружности  $O_k$  на комплексной плоскости обобщенной переменной  $\xi$  (рис. 4) с радиусом

$$R_k = \sqrt{a_{k2}^2 + a_{k3}^2 + 4a_{k1}a_{k4}} / (2a_{k1})$$

и полярным радиусом центра  $r_k$  длиной

$$|r_k| = \sqrt{\alpha_k^2 + \beta_k^2}$$

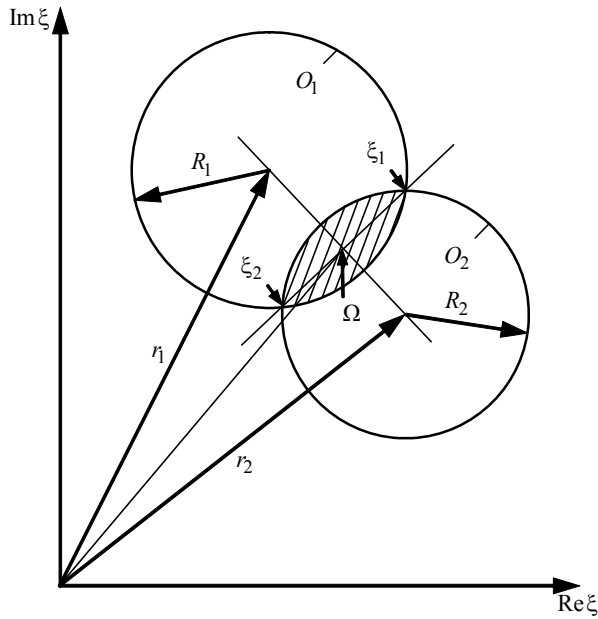


Рис. 4

с фазовым углом  $\varphi_k = \arctg(\beta_k/\alpha_k)$ , где

$$\alpha_k = -a_{k2}/(2a_{k1}); \beta_k = -a_{k3}/(2a_{k1})$$

– реальная и мнимая координаты центра окружностей  $O_k$ .

Область пересечения окружностей  $O_k$  определяет область допустимых значений обобщенной переменной  $\xi$ , для которых  $|\Gamma_{H2}| > 1$ . Если окружности  $O_k$  не пересекаются, реализация автогенератора для выбранного АК невозможна.

Для решения системы уравнений (30) выразим их через обобщенную переменную  $\xi$ :

$$|\xi|^2 + |\xi|F_k - c_k = 0; \quad k = 1, 2, \quad (31)$$

где  $F_k = u_k \cos \varphi_\xi + v_k \sin \varphi_\xi$ .

Решения уравнений системы (31) имеют вид

$$|\xi_\mu| = \left( -F_k \pm \sqrt{F_k^2 + 4c_k} / 2 \right), \quad \mu = 1, 2, \quad (32)$$

где  $\xi_\mu$  – полярный радиус  $\mu$ -й точки пересечения окружностей  $O_k$  (рис. 4).

Приравняв решения (32) при  $\mu = 1, 2$ , получим

$$A_1 \cos^2 \varphi_\xi + A_2 \sin^2 \varphi_\xi + A_3 \cos \varphi_\xi \sin \varphi_\xi + A_4 = 0, \quad (33)$$

где

$$A_1 = (u_1 - u_2)(u_1 c_2 - u_2 c_1);$$

$$A_2 = (v_1 - v_2)(v_1 c_2 - v_2 c_1);$$

$$A_3 = u_1 c_2 (v_1 - v_2) - v_2 c_1 (u_1 - u_2) - u_2 v_1 (c_1 + c_2);$$

$$A_4 = -(c_1 - c_2)^2.$$

Введя переменные  $\varsigma = \cos \varphi_\xi$  и  $\zeta = \sin \varphi_\xi$ , связанные между собой соотношением  $\varsigma^2 + \zeta^2 = 1$ , сведем (33) к виду

$$E_1 \varsigma^4 + E_2 \varsigma^2 + E_3 = 0, \quad (34)$$

где

$$E_1 = (A_1 - A_2)^2 + A_3^2;$$

$$E_2 = (A_1 - A_2)(A_2 + A_4) - A_3^2; \quad E_3 = (A_2 + A_4)^2.$$

В общем случае решение биквадратного уравнения (34) можно записать в виде

$$\varsigma_{1, 2, 3, 4} = \pm \sqrt{z_{1, 2}},$$

где  $z_{1, 2} = \left( -E_2 \pm \sqrt{E_2^2 - 4E_1 E_3} \right) / (2E_1)$ .

С учетом этого решения, а также определения  $\varsigma = \cos \varphi_\xi$ , фазу  $\varphi_{\xi_\mu}$   $\mu$ -й точки пересечения окружностей  $O_k$  (рис. 4) в зависимости от квадранта, в котором находится эта точка, определим следующим образом:

$$\varphi_{\xi_{1, 2}} = \arccos \sqrt{z_{1, 2}}$$

– точка располагается в первом квадранте;

$$\varphi_{\xi_{1, 2}} = \pi - \arccos \sqrt{z_{1, 2}}$$

– во втором квадранте;

$$\varphi_{\xi_{1, 2}} = -\arccos \sqrt{z_{1, 2}}$$

– в третьем квадранте;

$$\varphi_{\xi_{1, 2}} = \arccos \sqrt{z_{1, 2}} - \pi$$

– в четвертом квадранте.

Обобщенный параметр генератора – точка  $\Omega$  пересечения двух прямых, одна из которых проходит через центры окружностей  $O_k$ , а другая – через точки пересечения этих окружностей, – характеризуется полярным радиусом  $\xi_\Omega$  с модулем

$$|\xi_\Omega| = \sqrt{\alpha_\Omega^2 + \beta_\Omega^2} \quad (35)$$

и фазовым углом  $\varphi_{\xi_\Omega} = \arctg(\beta_\Omega/\alpha_\Omega)$ , где

$$\alpha_\Omega = \text{Re } \xi_\Omega = (B_1 C_2 - B_2 C_1) / (A_1 B_2 - A_2 B_1);$$

$$\beta_\Omega = \text{Im } \xi_\Omega = (C_1 A_2 - C_2 A_1) / (A_1 B_2 - A_2 B_1)$$

– реальная и мнимая координаты точки  $\Omega$ , причем

$$B_1 = \alpha_2 - \alpha_1;$$

$$C_2 = |\xi_1| \cos \varphi_{\xi 1} - (|\xi_2| \sin \varphi_{\xi 2} - |\xi_1| \sin \varphi_{\xi 1}) +$$

$$+ |\xi_1| \sin \varphi_{\xi 1} (|\xi_1| \cos \varphi_{\xi 1} - |\xi_2| \cos \varphi_{\xi 2});$$

$$B_2 = |\xi_2| \cos \varphi_{\xi 2} - |\xi_1| \cos \varphi_{\xi 1};$$

$$C_1 = \alpha_1 (\beta_2 - \beta_1) + \beta_1 (a_1 - a_2); \quad A_1 = \beta_1 - \beta_2;$$

$$A_2 = |\xi_1| \sin \varphi_{\xi 1} - |\xi_2| \sin \varphi_{\xi 2}.$$

Для рассчитанных по (14) нагрузочного ККО  $\Gamma_{н1}$  и по (35) обобщенного параметра  $\xi_{\Omega}$  модуль ККО АК  $|\Gamma_2|$  (24) будет удовлетворять условию максимума  $|\Gamma_2|_{\max} > 1$  (23). Соответствующее ему значение выходной мощности  $P_{\text{ВЫХ}} = P_{\text{ВЫХ max}}$  можно оценить по формуле (20).

**Практическое применение методики.**

1. *Расчет нагрузочных ККО и СЦ.* Требуется рассчитать автогенератор с частотой генерации  $f = 1.36$  ГГц, ее нестабильностью  $\delta_f = 10^{-3} \dots 10^{-4}$  и выходной мощностью  $P_{\text{ВЫХ}} \geq 40$  мВт.

Для реализации автогенератора с такими техническими характеристиками в качестве АК выбран полевой транзистор с барьером Шотки (ПТБШ) типа 3П602А-2. Его S-параметры, измеренные при напряжениях затвора  $U_3 = -2.5$  В и стока  $U_c = 6.5$  В на частоте  $f = 1.36$  ГГц, приведены в табл. 1. Модули S-параметров нормированы относительно микрополосковой линии (МПЛ) с волновым сопротивлением  $Z_0 = 50$  Ом.

Таблица 1

|            |          |          |          |          |
|------------|----------|----------|----------|----------|
| Параметр   | $S_{11}$ | $S_{12}$ | $S_{21}$ | $S_{22}$ |
| Модуль     | 0.982    | 0.007    | 3.733    | 1.204    |
| Фаза, ...° | -29.965  | 99.617   | 155.001  | -10.956  |

Так как коэффициент устойчивости (1) ПТБШ 3П602А-2 составляет  $K = -0.018$ , то возможна реализация автогенератора без внешней ОС АК.

Расчет автогенератора выполнен в микрополосковом исполнении. В качестве основных элементов СЦ ПТБШ использованы разомкнутая и коротко-

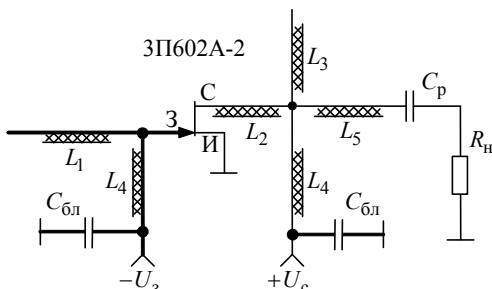


Рис. 5

замкнутая МПЛ, причем в качестве аналога выходной СЦ использована модель узкополосного согласующего трансформатора с емкостным шлейфом.

Требуемые нагрузочные ККО  $\Gamma_{нj}$ , обеспечивающие частоту генерации  $f = 1.36$  ГГц и выходную мощность автогенератора  $P_{\text{ВЫХ}} \geq 40$  мВт, рассчитаны по (4), (9) и (14), а оценка  $P_{\text{ВЫХ}}$  автогенератора – по (20).

Результаты расчета автогенератора в пакете MWO [1] приведены в табл. 2, где  $l_j, w_j$  – длина и ширина полоска соответственно;  $Z_j$  – волновое сопротивление;  $\lambda_{эj}$  – эффективная длина волны в МПЛ;  $j = \overline{1, 4}$ .

Таблица 2

|                               |                                       |                   |                   |                              |
|-------------------------------|---------------------------------------|-------------------|-------------------|------------------------------|
| Частота генерации (f), ГГц    | 1.36                                  |                   |                   |                              |
| Материал подложки             | Поликор, $\epsilon = 9.7, h = 1.0$ мм |                   |                   |                              |
| ККО входной СЦ $\Gamma_{н1}$  | $1 \cdot e^{-j102.6^\circ}$           |                   |                   |                              |
| ККО выходной СЦ $\Gamma_{н2}$ | $0.838 \cdot e^{-j10.507^\circ}$      |                   |                   |                              |
| Параметры шлейфов             |                                       |                   |                   |                              |
| j                             | $l_j, \text{ мм}$                     | $Z_j, \text{ Ом}$ | $w_j, \text{ мм}$ | $\lambda_{эj}/4, \text{ мм}$ |
| 1                             | 12.18                                 | 50                | 1.0               | 21.37                        |
| 2                             | 2.36                                  | 50                | 1.0               | 21.37                        |
| 3                             | 13.52                                 | 25                | 2.0               | 20.66                        |
| 4                             | 22.59                                 | 100               | 0.2               | 22.59                        |

2. *Электрическая схема, топология и технические характеристики.* На рис. 5 показана электрическая схема автогенератора в микрополосковом исполнении на двух поликоровых подложках размером  $24 \times 30 \times 1$  мм.

Топология автогенератора показана на рис. 6. Шлейфы обозначены своими относительными электрическими длинами  $L_j = l_j / \lambda_{эj}$ . Длина выходного шлейфа  $L_5$  определяется конструктивными ограничениями, его волновое сопротивление  $Z_5 = 50$  Ом. Разброс электрических параметров

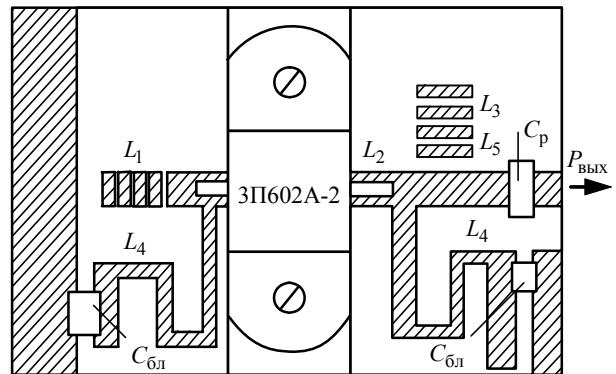


Рис. 6

ров ПТБШ компенсируется изменением длины шлейфа  $L_1$  в пределах  $0.1 < L_1 < 0.25$ , что обеспечивает перестройку резонансной частоты  $f$  на  $\pm 10\%$ . Изменение длины шлейфа  $L_3$  в пределах  $0 < L_3 < 0.16$  обеспечивает подстройку выходной мощности  $P_{\text{вых}} = P_{\text{вых max}}$ . В автогенераторе использованы блокировочные конденсаторы  $C_{\text{бл}} = 3300$  пФ и разделительный конденсатор  $C_p = 1300$  пФ марки К10-9.

Основные технические характеристики автогенератора приведены в табл. 3.

Таким образом, выполнен расчет автогенератора без внешней ОС в пространстве  $S$ -параметров, разработана его электрическая схема и топология.

Предложенная методика расчета автогенератора СВЧ в пространстве  $S$ -параметров базируется на качественно новом представлении условия самовозбуждения автогенератора, которое записано в комплексной форме. Она позволяет осуще-

Таблица 3

| Параметр  | Значение                |
|---|-------------------------|
| Частота генерации ( $f$ ), ГГц                                      | 1.36                    |
| Относительная нестабильность ( $\delta_f$ ), %, при $t = \pm 50$ °С | $10^{-3} \dots 10^{-4}$ |
| Выходная мощность ( $P_{\text{вых}}$ ), мВт                         | 40                      |
| Напряжение затвора ( $U_3$ ), В                                     | -2.5                    |
| Напряжение стока ( $U_c$ ), В                                       | 6.5                     |

ствить расчет нагрузочных ККО АК  $\Gamma_{nj}$  автогенератора, обеспечивающих требуемую частоту генерации ( $f$ ) и максимальную выходную мощность ( $P_{\text{вых}} = P_{\text{вых max}}$ ), а также позволяет осуществить приближенную оценку значения этой мощности. Методика применима в среде на базе пакета MWO, облегчает выбор оптимальной электрической схемы автогенератора и синтез его топологии, тем самым повышая эффективность систем автоматизированного проектирования этих СВЧ-устройств.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Резевиг В. Д., Потапов Ю. В., Курушин А. А. Проектирование СВЧ-устройств с помощью Microwave Office / под ред. В. Д. Резевига. М.: СОЛОН-Пресс, 2003. 496 с.
2. Савелькаев С. В., Айрапетян В. С., Литовченко В. А. Методика расчета автогенератора СВЧ в пространстве  $S$ -параметров // Интерэкспо ГЕО-Сибирь-2014: X Междунар. науч. конгр., Новосибирск, 8–18 апр. 2014 г.; Междунар. науч. конф. "СибОптика-2014": сб. материалов: в 2 т. Новосибирск: СГГА, 2014. Т. 2. С. 164–171.

3. Полупроводниковые входные устройства СВЧ: в 2 т. Т. 1 / под ред. В. С. Эткина. М.: Сов. радио, 1975. 344 с.

4. Савелькаев С. В. Теоретические основы построения двухсигнальных анализаторов СВЧ-цепей // Измерительная техника. 2005. № 3. С. 41–46.

5. Савелькаев С. В. Методы анализа устойчивости активных СВЧ-цепей и измерения их  $S$ -параметров // Метрология. 2005. № 4. С. 19–28.

S. V. Savelkaev, N. V. Zarzhetskaya

Siberian State University of Geosystems and Technologies (Novosibirsk)

#### Calculation and design of self-excitation microwave devices in the $S$ -parameters space

*The technique of calculation of the microwave oscillator in the  $S$ -parameters space without external feedback and with parallel or serial external feedback of the active component (AC) is considered. The technique basis on the conditions of oscillator self-excitation, written in the complex form, and allows to calculate the complex AC loads reflection factors and the parameters of the external feedback providing the desired oscillation frequency and the maximum output power and approximately estimate the value of this power. Analysis of the AC stability and the self-excitation conditions ensures selection of the correct electrical circuit of the oscillator and the calculated AC loads complex reflection factors and the external feedback parameters ensures a synthesis of the considered oscillator topology.*

Microwave oscillator,  $S$ -parameters and load complex reflection factors, feedback, self-excitation condition, generation frequency, output power, electrical diagram, topology

Статья поступила в редакцию 7 декабря 2015 г.

УДК 538.93

В. В. Плотников

Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет  
информационных технологий, механики и оптики "ИТМО"

П. Ю. Белявский

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

## Исследование температурных зависимостей вольт-амперных характеристик тонкопленочных конденсаторов на основе твердых растворов титаната бария стронция<sup>1</sup>

*Методом реактивного высокочастотного катодного распыления синтезированы пленки  $Ba_{0,5}Sr_{0,5}TiO_3$  (BST) на подложках из сапфира и гадолиний-галлиевого граната. Проведен анализ вольт-амперных характеристик в температурном диапазоне с целью выяснения природы токов утечки в синтезированных диэлектриках. Установлено, что формирование токов утечки в указанных пленках происходит благодаря процессу переноса носителей заряда по типу эмиссии Шоттки. Вольт-амперным методом определен ряд фундаментальных величин пленок BST: высота барьера Шоттки; эффективная масса носителей заряда и динамическая диэлектрическая проницаемость. Установлено влияние материала подложки на электрофизические свойства пленок BST.*

### Явления переноса, диэлектрик, механизмы проводимости, эмиссия Шоттки

Миниатюризация электронных устройств привела к появлению технологии беспроводных сенсорных сетей, представляющих собой множество датчиков, собирающих, обрабатывающих информацию и обменивающихся ею. Такая распределенная самоорганизующаяся система может оказаться чрезвычайно эффективной для контроля рабочего состояния механизмов, экологического мониторинга и систем безопасности, в том числе предназначенных для предотвращения террористических угроз. Развитие беспроводных сенсорных сетей ограничивается в первую очередь проблемой энергопитания. Особенно остро этот вопрос стоит при необходимости внедрения датчиков внутрь исследуемых объектов (например, при измерении давления в шинах движущихся автомобилей), когда они не могут быть подключены к источникам питания. Наиболее распространенным решением проблемы энергопитания является использование электрохимических батарей, однако развитие источников питания, приводящее к уменьшению их размеров при одновременном увеличении емкости, идет не столь быстрыми темпами, как развитие твердотельной электроники. Поскольку многие беспроводные сенсорные сети

рассчитаны на многолетнюю работу, необходимы иные решения. Наиболее привлекательным решением проблемы энергопитания представляется сбор даровой энергии из окружающей среды. Для этого могут использоваться системы, накапливающие энергию механических, температурных или электромагнитных колебаний, однако токи утечки этих систем весьма высоки. Поэтому необходимы исследования токов утечки перспективных материалов для энергосберегающих систем с целью установления их природы и возможностей их сокращения [1].

На рис. 1, а представлены вольт-амперные характеристики в температурном диапазоне (ВАХТ) пленки на основе твердого раствора титаната бария стронция  $Ba_{0,5}Sr_{0,5}TiO_3$  (BST) на подложке из сапфира ( $\alpha-Al_2O_3$ ) (далее – конденсатор А) в диапазоне температур 300...350 К. ВАХТ проявляют экспоненциальный характер, что является характерной чертой для диэлектриков и довольно часто встречается в литературе ([2]–[4] и др). Экспоненциальный характер ВАХ в диэлектриках, как правило, указывает на механизм проводимости по типу эмиссии Шоттки, описываемый выражением [2]

<sup>1</sup> Работа выполнена при государственной финансовой поддержке в рамках гранта Президента РФ для молодых ученых-кандидатов наук МК-6229.2015.8 и гранта РФФИ (№ 14-02-00496 А).

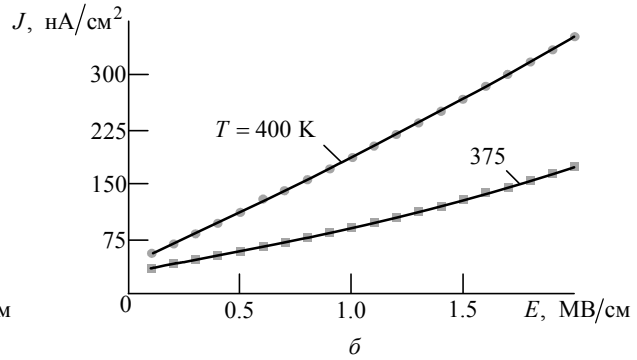
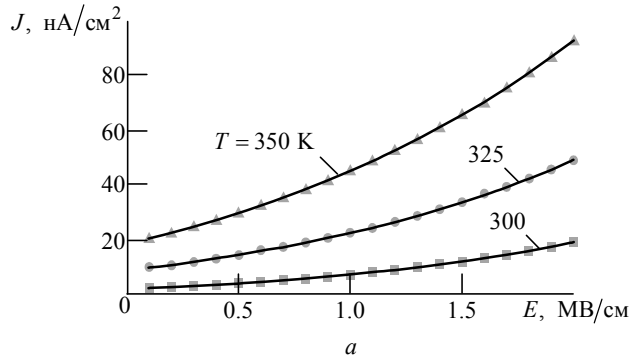


Рис. 1

$$J = A^* T^2 \exp \left\{ \frac{-q \left[ \phi_b - \sqrt{qE / (4\pi\epsilon_r\epsilon_0)} \right]}{kT} \right\}, \quad (1)$$

где  $J$  – плотность тока;

$$A^* = 4\pi q m^* k^2 / h^3 \quad (2)$$

– эффективная константа Ричардсона ( $m^*$  – эффективная масса носителей заряда;  $h$  – постоянная Планка);  $T$  – абсолютная температура;  $q$  – заряд электрона;  $\phi_b$  – высота барьера Шотки;  $E$  – напряженность электрического поля;  $\epsilon_r$  – динамическая диэлектрическая проницаемость;  $\epsilon_0$  – электрическая постоянная;  $k$  – константа Больцмана.

На рис. 1, б представлены ВАХТ конденсатора А в диапазоне температур 375...400 К. В этом диапазоне ВАХТ проявляют характер, близкий к линейному. Смена экспоненциального характера на линейный может быть вызвана критической температурой теплового воздействия на носители заряда, которые вносят свой вклад в проводимость.

Для обнаружения механизма проводимости, описываемого эмиссией Шотки, ВАХТ строятся в координатах  $\ln J(\sqrt{E})$  (координаты Шотки). На рис. 2 представлены ВАХТ конденсатора А в этих координатах. Из рис. 2 следует, что наклон линейных аппроксимаций ВАХТ меняется в зависимости от температуры.

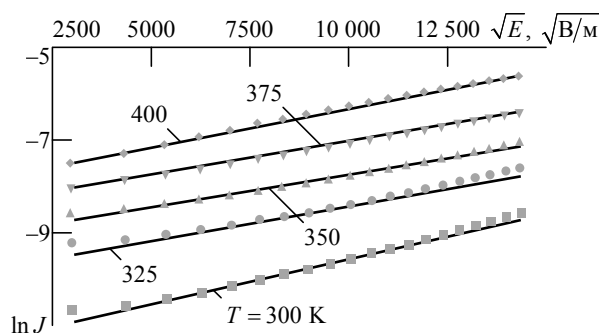


Рис. 2

На основании угла наклона линейных аппроксимаций в координатах Шотки можно вычислить значение  $\epsilon_r$ , воспользовавшись (1):

$$\epsilon_r = \frac{q^3}{4\pi\epsilon_0 b^2 k^2 T^2}, \quad (3)$$

где  $b$  – тангенс угла наклона линейных аппроксимаций ВАХТ в координатах Шотки.

Значения диэлектрической проницаемости конденсатора А, вычисленные по (3), сведены в табл. 1.

Таблица 1

| Параметр     | Значение |     |     |     |     |
|--------------|----------|-----|-----|-----|-----|
| $T, K$       | 300      | 325 | 350 | 375 | 400 |
| $\epsilon_r$ | 53       | 77  | 75  | 61  | 41  |

Несмотря на то что эта физическая величина является одной из основных в физике диэлектриков, до сих пор не существует общего мнения о том, в каком диапазоне она может быть обнаружена в соответствии с теорией термоэлектронной эмиссии. С одной стороны, ряд авторов [5]–[8] утверждают, что  $\epsilon_r$  – высокочастотная диэлектрическая проницаемость, принимающая значения от 4 до 5, что, как правило, совпадает или является следствием оптического метода измерения диэлектрической проницаемости. Действительно, оптическая диэлектрическая проницаемость есть квадрат величины показателя преломления среды  $n$ . Известно, что для пленки BST  $n$  составляет около 2 [5], [9], поэтому  $\epsilon_r$  должна быть близка к 4. С другой стороны, как правило, при рассмотрении эмиссии Шотки, авторы [4]–[8], [10]–[13] ссылаются на монографию [14]. Однако в указанном источнике отмечено, что значение  $\epsilon_r$  может (но не обязательно) отличаться от статической диэлектрической проницаемости полупроводника. Последнее объясняется тем, что, если время пролета электрона от поверхности раздела "металл–полупроводник" до точки, в которой потенциальная энергия электрона достигает

ет своего максимального значения, меньше времени диэлектрической релаксации полупроводника, то последний не успевает поляризоваться. Поэтому наблюдаемое значение диэлектрической проницаемости может оказаться меньше статической (низкочастотной) диэлектрической проницаемости. В кремнии, однако, эти величины практически совпадают друг с другом. В [14] для кремния приведено значение  $\epsilon_T \approx 12$ , а также указано, что для германия и арсенида галлия в диапазоне напряженности электрических полей  $10^3 \dots 1.5 \cdot 10^5$  В/см можно ожидать совпадение значений  $\epsilon_T$  со статическими значениями.

Учитывая указанные оценки, можно сделать обоснованный вывод о том, что  $\epsilon_T$  не является высокочастотной диэлектрической проницаемостью и в определенных случаях может совпадать со статической или низкочастотной величиной. В итоге значение  $\epsilon_T$  в рамках теории термоэлектронной эмиссии может лежать в широком диапазоне от высокочастотного (порядка 4) [5] до низкочастотного (около 1500) [9]. Значения  $\epsilon_T$ , приведенные в табл. 1, лежат в допустимом интервале значений диэлектрической проницаемости, что подтверждает достоверность полученных результатов.

Для оценки величины теплового воздействия на носители заряда ВАХТ могут быть рассмотрены в рамках теории термоэлектронной эмиссии. Тогда ток, обусловленный тепловым возбуждением носителей заряда, будет описываться выражением [3]

$$J = A^* T^2 \exp[E_a / (kT)], \quad (4)$$

где  $E_a$  – энергия активации носителей заряда.

Прологарифмировав (4), получим:

$$\ln J = \ln(A^* T^2) + E_a / (kT). \quad (5)$$

Координаты  $\ln J$  и  $[(kT)^{-1}]$  носят название координат Аррениуса. Наклон линейных аппрок-

симаций ВАХТ в координатах Аррениуса дает значение энергии активации носителей заряда. Указанное теоретическое положение подробно описано в [3] и использовано рядом авторов, исследовавших ВАХТ в пленках BST [10], [13]. В [14] отмечено, что метод энергии активации является преимущественным для измерения высоты барьера Шотки.

По своей сути энергия активации является эффективной высотой барьера Шотки. Действительно, прологарифмировав (1), имеем:

$$\ln J = \ln(A^* T^2) - \frac{q\phi_b - \sqrt{q^3 E / (4\pi\epsilon_T \epsilon_0)}}{kT}. \quad (6)$$

Сравнив (5) и (6), получим выражение для энергии активации

$$E_a = -q\phi_b + \sqrt{q^3 E / (4\pi\epsilon_T \epsilon_0)}. \quad (7)$$

При нулевом смещении ( $E = 0$ ) получим высоту барьера Шотки. Из линейной экстраполяции зависимостей, описываемых (6), до точки  $1/(kT) = 0$  получим натуральный логарифм произведения эффективной константы Ричардсона на квадрат температуры измерения.

На рис. 3, а представлены ВАХТ конденсатора А в координатах Аррениуса в диапазоне напряженности прикладываемого электрического поля 0.1...2 МВ/см (в пяти полевых точках). Во всем диапазоне напряженности сохраняется линейная аппроксимация, что свидетельствует об увеличении токов утечки главным образом за счет теплового возбуждения носителей. Значение энергии активации, вычисленное из линейных аппроксимаций ВАХТ в координатах Аррениуса, составляет  $E_a = 0.35$  эВ. При нулевой напряженности поля смещения эта величина позволяет определить  $\phi_b$  (см. (7)). В ряде исследований [4]–[8], [10]–[13] значение  $\phi_b$  для пленок BST определялось этим методом. Полученные значения лежат в диапазоне 0.25...1.25 эВ.

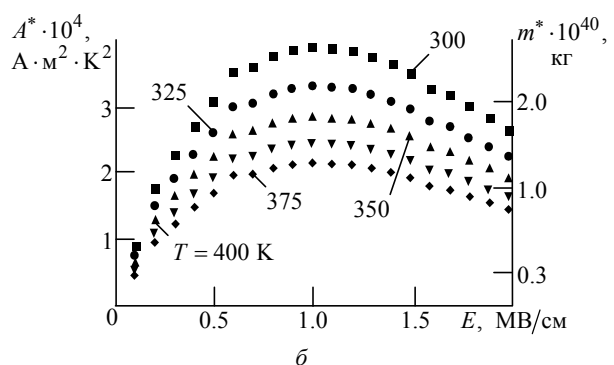
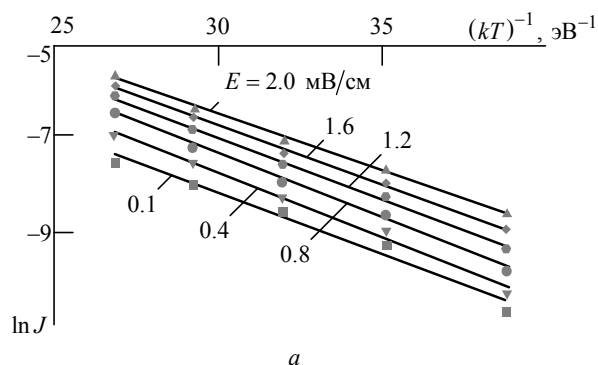


Рис. 3



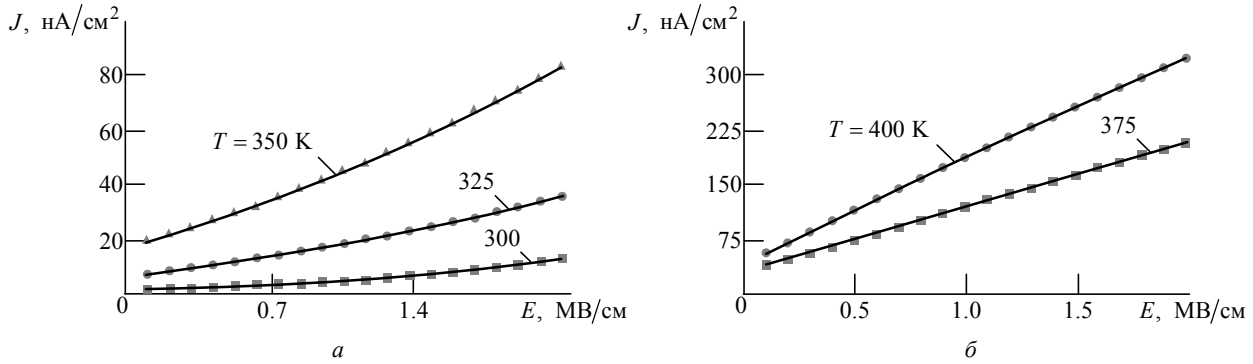


Рис. 4

На рис. 3, б представлены зависимости  $A^*$  и  $m^*$  (вычисленные по (2)) от значения поля смещения. Аналогичный вид зависимости отмечен в [14] для большинства известных на момент написания работы диодов Шотки. Полученные значения  $m^*$  для конденсатора А в среднем на 10 порядков меньше массы электрона.

Несмотря на то что эти величины являются фундаментальными при исследовании токов утечки в диэлектриках, сведений о них в литературе для пленок BST не приводится. Как правило, все токовые исследования сводятся к построению ВАХ в соответствующих координатах для определения того или иного механизма проводимости без дальнейшего анализа. Поэтому, чтобы оценить достоверность порядка полученного значения эффективной массы электрона в диэлектрике, обратимся к имеющимся в литературе данным. В [14] приведены сведения по  $m^*$  для кремния, арсенида галлия и германия. При комнатной температуре эффективная масса в этих полупроводниках в среднем на один-два порядка меньше массы электрона. Следует предположить, что для диэлектриков эта разница еще больше. При этом значения плотности токов утечки на шесть порядков выше, чем в пленках BST. В рамках теории термоэлектронной эмиссии на плотность тока утечки влияют только  $m^*$  и  $\phi_b$  (см. (1)). Все остальные величины являются либо константами, либо независимыми переменными (например, для кремния и германия значения  $\phi_b$ , равные 0.65 и 0.8 эВ соответственно) [14]. Порядки этих величин не влияют на плотность тока утечки в (1). Принимая во внимание отмеченное, следует ожидать, что в пленках BST эффективная масса электрона минимум на семь-восемь порядков меньше массы электрона в рамках теории термоэлектронной эмиссии. Таким образом, полученные значения  $m^*$  являются правдоподобными.

На рис. 4, а представлены ВАХ пленки BST на подложке из гадолиний-галлиевого граната (GGG) (далее – конденсатор G) в диапазоне температур 300...350 К. ВАХ проявляют экспоненциальный характер. На рис. 4, б представлены ВАХ конденсатора G в диапазоне температур 375...400 К. ВАХ проявляют линейный характер. Характеры зависимостей полностью совпадают с обнаруженными ранее в конденсаторе А (см. рис. 1), однако токи утечки в конденсаторе G в два раза больше, чем в конденсаторе А во всем диапазоне температур. Это явление может быть обусловлено разными фазовыми составами пленок BST, осажденных на подложки с разными параметрами решетки, что согласуется с результатами рентгенофазового анализа. В ряде исследований ([7], [9], [12] и др.) отмечается, что осаждение пленок заданного химического состава на подложки с различными параметрами решетки приводит к изменению фазового состава этих пленок и, как следствие, к изменению электрофизических свойств.

На рис. 5 представлены ВАХ конденсатора G в координатах Шотки. Характер зависимостей схож с обнаруженным ранее в конденсаторе А (см. рис. 2). Значения диэлектрической проницаемости конденсатора G, вычисленные по (3), сведены в табл. 2.

На рис. 6 представлены ВАХ конденсатора G в координатах Аррениуса в диапазоне напряженности прикладываемого поля 0.1...2.0 мВ/см. Во всем диапазоне наклон линейных аппроксимаций сохраняется, как и в случае конденсатора А (рис. 3, б). Значение энергии активации, рассчитанное из линейных аппроксимаций ВАХ в координатах Аррениуса, составляет  $E_a = 0.37$  эВ. Таким образом, высота барьера Шотки в конденсаторе А на 0.04 эВ ниже, чем в конденсаторе G. Очевидно, что с понижением высоты барьера Шотки веро-

Таблица 2

| Параметр     | Значение |     |     |     |     |
|--------------|----------|-----|-----|-----|-----|
|              | 300      | 325 | 350 | 375 | 400 |
| $T, K$       | 300      | 325 | 350 | 375 | 400 |
| $\epsilon_r$ | 72       | 86  | 84  | 50  | 42  |

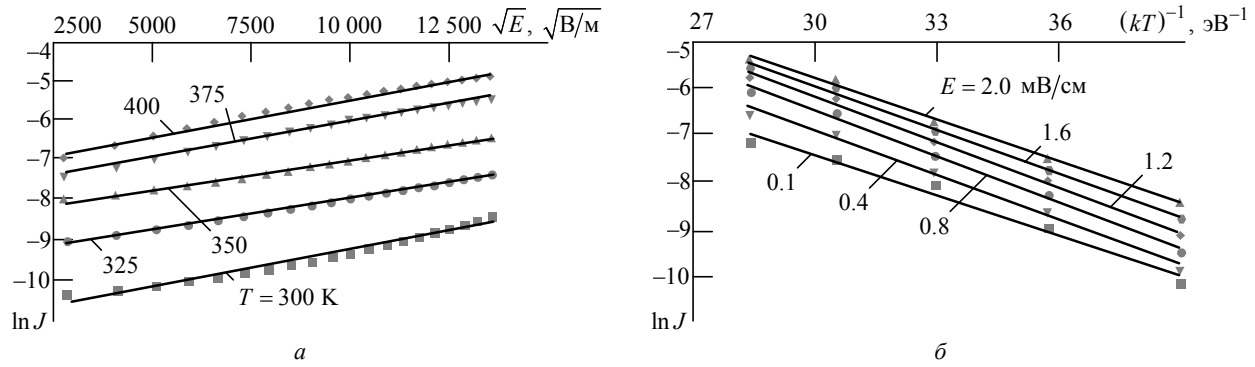


Рис. 5

ятность переброса носителей заряда в зону проводимости металла увеличивается, и, как следствие, увеличивается ток утечки такой структуры. Однако обнаружен противоположный эффект, который, скорее всего, связан с повышением эффективной массы носителей заряда.

На рис. 6 представлены зависимости  $A^*$  и  $m^*$  от напряженности поля смещения. Аналогичный вид зависимости обнаружен в конденсаторе А (см. рис. 3, б), однако значения  $m^*$  в конденсаторе G на порядок больше по сравнению с конденсатором А. Следовательно увеличение токов утечки в конденсаторе G связано с увеличением  $m^*$ .

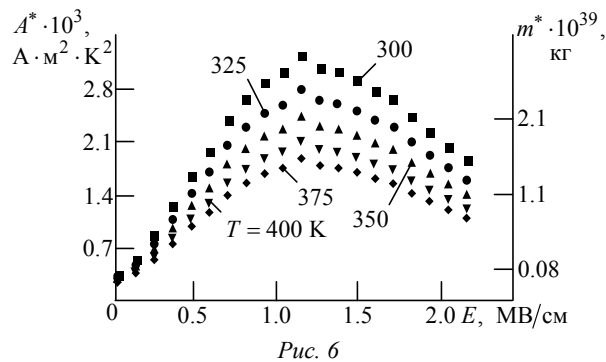


Рис. 6

В результате исследования температурных зависимостей ВАХ тонкопленочных конденсаторов на основе твердых растворов титаната бария стронция было установлено следующее:

- пленки BST, осажденные на подложках  $Al_2O_3$ , обладают меньшими токами утечки по сравнению с пленками на подложках GGG;

- материал подложки не влияет на вид зависимостей ВАХТ;

- пленки BST, осажденные на подложках GGG, обладают большими значениями диэлектрической проницаемости по сравнению с пленками на подложках  $Al_2O_3$ ;

- различие электрофизических свойств пленок BST на подложках  $Al_2O_3$  и GGG вызвано изменением фазового состава пленок, осажденных на подложках с разными параметрами решетки.

В рамках теории термоэлектронной эмиссии установлено следующее:

- во всех пленках BST в диапазоне температур 300...400 К обнаружен механизм проводимости по типу эмиссии Шотки;

- возрастание токов утечки с увеличением температуры нагрева исследованных образцов вызвано активацией тепловых носителей заряда;

- эффективная масса носителей заряда в пленках практически не зависит от напряженности поля смещения и температуры;

- пленки, осажденные на подложках GGG, обладают большими значениями эффективной массы носителей заряда по сравнению с пленками на подложках  $Al_2O_3$ ;

- эффективная масса носителей заряда может быть до 10 порядков ниже массы электрона;

- диэлектрическая проницаемость в модели эмиссии Шотки не является высокочастотной и превосходить квадрат показателя преломления.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пятаков А. П., Звездин А. К. Магнитоэлектрические материалы и мультиферроики // Успехи физ. наук. 2012. Т. 182, № 6. С. 593–620.
2. Чопра К. Л. Электрические явления в тонких пленках / пер. с англ. М.: Мир, 1972. 424 с.
3. Шалимова К. В. Физика полупроводников. М.: Энергоатомиздат, 1985. 392 с.

4. Liedtke R., Grossmann M., Waser R. Capacitance and Admittance Spectroscopy Analysis of Hydrogen-degraded Pt/(Ba, Sr)TiO<sub>3</sub>/Pt Thin-Film Capacitors // Appl. Phys. Lett. 2000. Vol. 77, № 13. P. 2045–2047.
5. Chang S.-T., Lee J. Y. Electrical Conduction Mechanism in High-Dielectric-Constant (Ba<sub>0.5</sub>Sr<sub>0.5</sub>)TiO<sub>3</sub> Thin Films // Appl. Phys. Lett. 2002. Vol. 80, № 4. P. 655–657.

6. Leakage Mechanism of  $(\text{Ba}_{0.7}\text{Sr}_{0.3})\text{TiO}_3$  Thin Films in the Low-Temperature Range / H. Yang, K. Tao, B. Chen et al. // Appl. Phys. Lett. 2002. Vol. 81, № 25. P. 4817–4819.

7. Effect of Pt Bottom Electrode Texture Selection on the Tetragonality and Physical Properties of  $\text{Ba}_{0.8}\text{Sr}_{0.2}\text{TiO}_3$  Thin Films Produced by Pulsed Laser Deposition / J. P. B. Silva, K. C. Sekhar, A. Almeida, J. A. Moreira, J. Martín-Sánchez, M. Pereira, A. Khodorov, M. J. M. Gomes // J. Appl. Phys. 2012. Vol. 112, iss. 4. P. 044105.

8. Effect of Concurrent Mg/Nb-doping on Dielectric Properties of  $\text{Ba}_{0.45}\text{Sr}_{0.55}\text{TiO}_3$  Thin Films / F. Alema, M. Reich, A. Reinholz, K. Pokhodnya // J. Appl. Phys. 2013. Vol. 114, iss. 8. P. 084102.

9. Izyumskaya N., Alivov Ya., Morkoc H. Oxides, Oxides, and More Oxides: High-K Oxides, Ferroelectrics, Ferromagnetics, and Multiferroics // Crit. Rev. Solid. State and Mat. Science. 2009. Vol. 34, iss. 3-4. P. 89–179.

V. V. Plotnikov

ITMO University

P. Yu. Beliaevskiy

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

10. Wang Y.-P., Tseng T.-Y. Electronic Defect and Trap-Related Current of  $(\text{Ba}_{0.4}\text{Sr}_{0.6})\text{TiO}_3$  Thin Films // J. Appl. Phys. 1997. Vol. 81, № 10. P. 6762–6766.

11. Deuterium-Induced Degradation of  $(\text{Ba}, \text{Sr})\text{TiO}_3$  Films / J.-H. Ahn, P. C. McIntyre, L. W. Mirkarimi, S. R. Gilbert, J. Amano, M. Schulberg // Appl. Phys. Lett. 2000. Vol. 77, № 9. P. 1378–1380.

12. Improved Dielectric And Electrical Properties of  $(\text{Ba}, \text{Sr})\text{TiO}_3$  Thin Films Using Pt/ $\text{LaNiO}_3$  as the Top-Electrode Material / Y. H. Gao, J. L. Sun, J. H. Ma, X. J. Meng, J. H. Chu // Appl. Phys. A. 2008. Vol. 91. P. 541–544.

13. Enhanced Leakage Current Performance and Conduction Mechanisms of  $\text{Bi}_{1.5}\text{Zn}_{1.0}\text{Nb}_{1.5}\text{O}_7/\text{Ba}_{0.5}\text{Sr}_{0.5}\text{TiO}_3$  Bilayered Thin Films / R. Li, S. Jiang, L. Gao, Y. Li // J. Appl. Phys. 2012. Vol. 112, iss. 7. P. 074113.

14. Зи С. Физика полупроводниковых приборов / пер. с англ. М.: Мир, 1984. Т. 1. 456 с.

### Investigation of temperature dependent current-voltage characteristics of $\text{Ba}_{0.5}\text{Sr}_{0.5}\text{TiO}_3$ thin films

*The  $\text{Ba}_{0.5}\text{Sr}_{0.5}\text{TiO}_3$  (BST) thin films were deposited via radio frequency cathode sputtering on sapphire ( $\alpha\text{-Al}_2\text{O}_3$ ) and gadolinium gallium garnet (GGG) substrates. The effect of substrate material on the leakage current and mechanism of conductivity in BST stacks has been studied by temperature dependent (300...400 K) current-voltage characteristics. Lower leakage currents of BST/ $\alpha\text{-Al}_2\text{O}_3$  thin films were achieved compared with that of BST/GGG thin films, especially in the high field region. The conduction mechanism of the deposited films is found to be of Schottky emission type for a wide range of applied fields on both substrates. Schottky barrier height, effective Richardson constant, effective mass of conduction electrons in dielectric, and dynamic dielectric constant within the bounds of thermionic emission theory were found.*

Transport Phenomenon, Dielectric, Conduction Mechanisms, Schottky Emission

Статья поступила в редакцию 15 декабря 2015 г.



УДК 621.396.67

А. Д. Французов

ООО «Научно-производственное предприятие  
"Цифровые радиотехнические системы"» (Санкт-Петербург)

## Оптимизация антенной решетки с косекансной диаграммой направленности

Методом парциальных диаграмм направленности (ДН) синтезированы вертикальные всенаправленные в азимутальной плоскости антенные решетки (АР) с косекансной формой ДН в вертикальной плоскости. Определена оптимальная высота АР по критерию максимального коэффициента усиления. Показано, что оптимальная высота АР существенно зависит от потерь в СВЧ-кабеле и делителе сигнала.

### Синтез линейных антенных решеток, косекансная диаграмма направленности, оптимальная высота антенной решетки

Антенны с косекансной диаграммой направленности (ДН) широко распространены в системах радионавигации самолетов. Всенаправленная в азимутальной плоскости косекансная ДН (рис. 1) формируется антенной решеткой (АР) в виде колонны и описывается функцией

$$F_3(\theta) = \sin(90 - \theta_{\max}) \operatorname{cosec}(90 - \theta), \quad (1)$$

где  $\theta_{\max} = 85 \dots 87^\circ$  – максимальный угол ДН, причем максимум косекансной ДН соответствует  $\theta_{\max}$ .

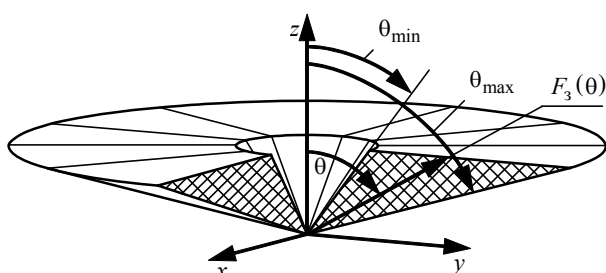


Рис. 1

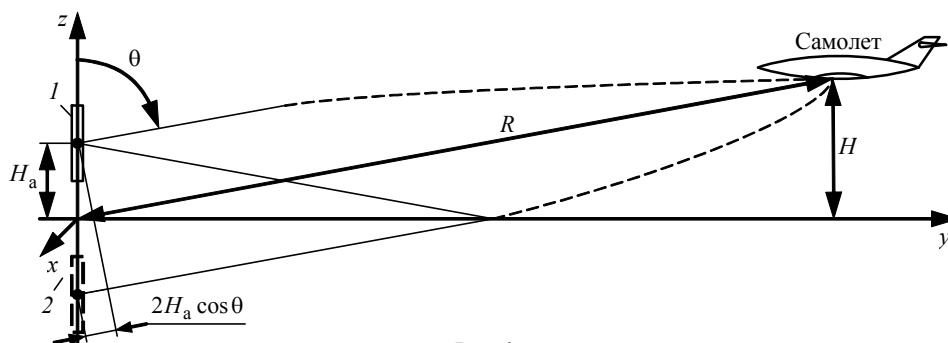


Рис. 2

На рис. 2 показана линия связи "антенна – самолет". Антенна с ДН (1) создает в точке нахождения самолета плотность потока мощности [1]

$$\Pi_r(\theta, R) = \frac{P_{\text{тр}} D(\theta) \eta}{4\pi R^2}, \quad (2)$$

где  $P_{\text{тр}}$  – мощность передатчика, подключенного к антенне;  $D(\theta) = D_{\max} F_3^2(\theta)$  – коэффициент направленного действия (КНД) антенны ( $D_{\max}$  – КНД антенны в направлении главного максимума  $\theta = \theta_{\max}$ );  $\eta$  – КПД антенны;  $R$  – наклонная дальность.

После подстановки (1) в (2) получим:

$$\Pi_r(H) = \frac{P_{\text{тр}} D_{\max} \sin^2(90 - \theta_{\max}) \eta}{4\pi H^2}, \quad (3)$$

где  $H$  – высота полета самолета при нахождении его в пределах углов от минимального до макси-

мального ( $\theta_{\min} \leq \theta \leq \theta_{\max}$ ). Таким образом, если антенна имеет косекансную всенаправленную ДН, то плотность потока мощности (3) в точке нахождения самолета зависит только от высоты полета. Поскольку расстояние до самолета меняется на два порядка больше, чем высота полета, то применение антенны с косекансной ДН на два порядка уменьшает динамический диапазон сигналов, принимаемых антенной от самолетов, находящихся на разных дальностях.

Однако, для того чтобы ДН имела равный нулю радиус кривизны в главном максимуме, антенна должна обладать бесконечной высотой. Поэтому реальная ДН  $F_p(\theta)$  не может иметь форму, показанную на рис. 1. В случае реальной ДН формула (3) имеет вид

$$\begin{aligned} \Pi_r(\theta, H) &= \frac{P_{tr} D_{\max} F_p^2(\theta) \eta}{4\pi R^2} = \\ &= \frac{P_{tr} D_{\max} \sin^2(90 - \theta_{\max}) \eta \left[ \frac{F_p(\theta)}{F_3(\theta)} \right]^2}{4\pi H^2}, \quad (4) \end{aligned}$$

причем  $F_p(\theta) \geq F_3(\theta)$ ,  $\theta_{\min} \leq \theta \leq \theta_{\max}$ . Отклонение этого отношения от единицы определяется результатом синтеза АР и должно быть минимальным.

Например, заданная ДН  $F_3(\theta)$  при  $\theta_{\min} = 40^\circ$  и  $\theta_{\max} = 85.6^\circ$  показана на рис. 3, а. В точках  $40^\circ$  и  $85.6^\circ$  она имеет бесконечные первые производные, следовательно, антенна, формирующая такую ДН, нереализуема. Таким образом, необходимо задать такую форму ДН, которая будет реализуема при конечной высоте антенны и в минимальной степени будет отличаться от  $F_3(\theta)$ .

Заданная ДН показана на рис. 3, б. Ее главный максимум представляет собой главный максимум ДН равноамплитудной АР с таким же количеством излучателей, что и синтезируемая АР. Главный максимум заданной ДН отклонен вверх от поверхности земли

так, что на поверхности амплитуда на 3.5 дБ меньше, чем в направлении максимума.

Синтез линейной АР с косекансной ДН выполним методом неортогональных парциальных ДН [2]. В отличие от описанной в [2] методики используем в качестве первой парциальной ДН диаграмму равноамплитудной АР, так как это обеспечивает минимальную ширину главного лепестка. В качестве последующих парциальных ДН применим диаграммы АР с чебышевским распределением амплитуды [3], которые имеют уровень боковых лепестков (УБЛ)  $-30$  дБ. Такой комбинированный метод использования различных парциальных диаграмм обеспечивает уменьшенный УБЛ синтезированной ДН по сравнению с равноамплитудной АР.

Множитель линейной АР, размещенной симметрично относительно начала декартовой системы координат  $xz$  вдоль оси  $Oz$  (рис. 1), имеет вид [4]

$$f_\Sigma(\theta) = \sum_{n=-N}^N I_{n\Sigma} \exp(i\psi_{n\Sigma}) \exp(ikd_n \cos \theta), \quad (5)$$

где  $N$  – число излучателей в половине АР;  $I_{n\Sigma}$ ,  $\psi_{n\Sigma}$  – амплитуда и фаза тока в  $n$ -м излучателе соответственно;  $k = 2\pi/\lambda$  – волновое число ( $\lambda$  – длина волны);  $d_n = d(2n-1)/2$  – расстояние от центра  $n$ -го излучателя до начала координат ( $d$  – расстояние между соседними излучателями).

Будем полагать, что амплитудное распределение имеет четную симметрию:  $I_{n\Sigma} = I_{-n\Sigma}$ , а фазовое – нечетную:  $\psi_{n\Sigma} = -\psi_{-n\Sigma}$ . В этом случае для эквидистантной АР уравнение (5) примет вид

$$f_\Sigma(\theta) = \sum_1^N I_{n\Sigma} \cos \left[ (2n-1) \frac{kd}{2} \cos \theta + \psi_{n\Sigma} \right]. \quad (6)$$

ДН АР описывается произведением множителя решетки и ДН отдельного излучателя

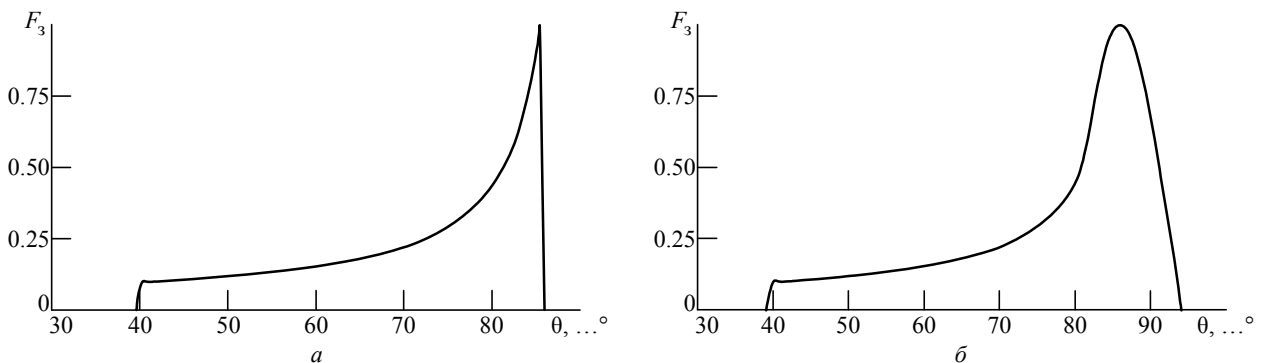


Рис. 3

$F_{\Sigma}(\theta) = f_{\Sigma}(\theta) f_{\Pi}(\theta)$ . Для АР с вертикальной поляризацией будем считать  $f_{\Pi}(\theta) = \sin \theta$ . Множитель решетки для  $p$ -й парциальной ДН имеет вид

$$f_p(\theta) = A_p \sum_1^N I_{n,p} \cos \left[ (2n-1) \left( \frac{kd}{2} \cos \theta + \psi_p \right) \right], \quad (7)$$

где  $A_p$  – амплитуда  $p$ -й парциальной ДН;  $I_{n,p}$  – амплитуда тока в  $n$ -м излучателе для  $p$ -й парциальной ДН;  $\psi_p$  – разность фаз токов в соседних излучателях для  $p$ -й парциальной ДН.

Задав число излучателей, а также ДН (рис. 3, а), действуя в соответствии с описанной в [2] методикой, получим оптимальные значения амплитуд  $A_p$  и фазовых сдвигов  $\psi_p$  для каждой парциальной ДН с заданным набором амплитудного возбуждения  $I_{n,p}$ . Несложно показать, что итоговое амплитудно-фазовое распределение для (6) определится из следующих равенств:

$$I_{n\Sigma} = \left( \left\{ \sum_{p=1}^M A_p I_{n,p} \cos \left[ (2n-1) \psi_p \right] \right\}^2 + \left\{ \sum_{p=1}^M A_p I_{n,p} \sin \left[ (2n-1) \psi_p \right] \right\}^2 \right)^{0.5}; \quad (8)$$

$$\operatorname{tg} \psi_{n\Sigma} = \frac{\sum_{p=1}^M A_p I_{n,p} \sin \left[ (2n-1) \psi_p \right]}{\sum_{p=1}^M A_p I_{n,p} \cos \left[ (2n-1) \psi_p \right]}, \quad (9)$$

где  $M$  – количество парциальных ДН, использованных для синтеза ДН.

В табл. 1 приведены основные параметры синтезированных ДН.

КНД для заданной ДН рассчитывался по формуле

$$D_3 = \frac{2}{\pi \int_0^{\pi} [F_3(\theta)]^2 \sin \theta d\theta}, \quad (10)$$

причем заданная ДН определялась в секторе углов  $40 \dots 93^\circ$  (см. рис. 3, б). В других направлениях она полагалась равной нулю (боковые лепестки не учитывались). КНД синтезированных ДН в направлении максимума  $D_{\max}$  рассчитывались по (10) при подстановке  $F_{\Sigma}(\theta)$  вместо  $F_3(\theta)$  в секторе углов  $0 \dots 180^\circ$ .

Как видно из табл. 1, значения КНД синтезированных ДН незначительно отличаются от предельно достижимых. Если для 10-элементной АР длиной  $5\lambda$  КНД синтезированной ДН меньше предельно достижимого на 0.8 дБ, то для 26-элементной АР длиной  $13\lambda$  отличие составляет всего 0.2 дБ. Это свидетельствует о хорошем совпадении синтезированной и заданной ДН, а также о низком УБЛ в синтезированной ДН. Уровни первых трех боковых лепестков, примыкающих к главному лепестку  $q_{61}$ ,  $q_{62}$ ,  $q_{63}$ , на 2 дБ меньше, чем у равноамплитудной АР, что подтверждает последний вывод.

В табл. 2 приведены оптимальные синтезированные амплитудно-фазовые распределения для 9-элементной АР разной длины. Хотя ширина главного максимума синтезированной ДН по уровню половинной мощности  $2\theta_{0.5}$  практически обратно пропорциональна длине АР, КНД растет с увеличением длины АР существенно медленнее. Это объясняется тем, что значительная доля излученной мощности распределяется в косекансной части главного лепестка ДН и эта мощность не зависит от длины АР. Так, длина 26-элементной АР возрастает почти в 2 раза по сравнению с 14-элементной АР, а КНД синтезированной ДН увеличивается всего на 1.44 дБ или в 1.39 раза. Крутизна нижнего склона синтезированной ДН  $S = dF_{\Sigma}(\theta)/d\theta|_{\theta=90^\circ}$  также растет медленнее, чем увеличивается длина АР.

Таблица 1

| Параметр               | N     |       |       |       |       |       |       |       |       |
|------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
|                        | 5     | 6     | 7     | 8     | 9     | 10    | 11    | 12    | 13    |
| $D_3$ , дБ             | 9.8   | 10.4  | 10.6  | 11.0  | 11.3  | 11.5  | 11.6  | 11.6  | 11.7  |
| $D_{\max}$ , дБ        | 9.0   | 9.7   | 10.1  | 10.6  | 10.8  | 11.1  | 11.3  | 11.4  | 11.5  |
| $2\theta_{0.5}$ , ...° | 13.3  | 11.2  | 9.63  | 8.49  | 7.86  | 7.08  | 6.54  | 6.24  | 5.88  |
| $S$ , дБ/°             | 1.31  | 1.59  | 1.92  | 2.25  | 2.51  | 2.88  | 3.3   | 3.56  | 3.92  |
| $q_{61}$ , дБ          | -16.1 | -16.2 | -15.0 | -15.2 | -15.7 | -15.1 | -14.8 | -14.8 | -15.0 |
| $q_{62}$ , дБ          | -21.3 | -21.5 | -19.9 | -20.0 | -20.6 | -19.7 | -19.3 | -19.2 | -19.4 |
| $q_{63}$ , дБ          | -24.8 | -25.1 | -23.1 | -23.3 | -24.1 | -22.7 | -22.3 | -22.0 | -22.2 |

Таблица 2

| Параметр                       | N     |       |       |       |       |       |       |       |       |
|--------------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
|                                | 5     | 6     | 7     | 8     | 9     | 10    | 11    | 12    | 13    |
| $I_{1\Sigma}$                  | 1.0   | 1.0   | 1.0   | 1.0   | 1.0   | 1.0   | 1.0   | 1.0   | 1.0   |
| $\Psi_{1\Sigma}, \dots^\circ$  | 24.5  | 20.3  | 25.5  | 22.3  | 23.9  | 23.2  | 22.2  | 23.4  | 23.1  |
| $I_{2\Sigma}$                  | 0.589 | 0.676 | 0.529 | 0.599 | 0.551 | 0.569 | 0.602 | 0.566 | 0.585 |
| $\Psi_{2\Sigma}, \dots^\circ$  | 51.2  | 50.0  | 49.6  | 51.0  | 49.3  | 53.2  | 53.2  | 53.5  | 55.6  |
| $I_{3\Sigma}$                  | 0.552 | 0.505 | 0.544 | 0.487 | 0.507 | 0.45  | 0.429 | 0.449 | 0.412 |
| $\Psi_{3\Sigma}, \dots^\circ$  | 57.0  | 52.5  | 47.6  | 44.0  | 44.0  | 42.0  | 45.0  | 43.3  | 45.3  |
| $I_{4\Sigma}$                  | 0.383 | 0.484 | 0.414 | 0.485 | 0.432 | 0.448 | 0.444 | 0.429 | 0.429 |
| $\Psi_{4\Sigma}, \dots^\circ$  | 85.0  | 68.4  | 72.3  | 63.5  | 64.2  | 60.8  | 58.5  | 62.8  | 60.8  |
| $I_{5\Sigma}$                  | 0.249 | 0.302 | 0.351 | 0.334 | 0.347 | 0.315 | 0.318 | 0.294 | 0.288 |
| $\Psi_{5\Sigma}, \dots^\circ$  | 56.4  | 82.3  | 65.0  | 70.2  | 62.9  | 63.6  | 66.2  | 62.5  | 69.2  |
| $I_{6\Sigma}$                  | –     | 0.245 | 0.294 | 0.339 | 0.317 | 0.337 | 0.314 | 0.322 | 0.29  |
| $\Psi_{6\Sigma}, \dots^\circ$  | –     | 55.3  | 84.2  | 71.4  | 75.0  | 66.9  | 63.2  | 66.6  | 64.3  |
| $I_{7\Sigma}$                  | –     | –     | 0.209 | 0.249 | 0.245 | 0.255 | 0.281 | 0.234 | 0.25  |
| $\Psi_{7\Sigma}, \dots^\circ$  | –     | –     | 42.3  | 81.1  | 72.0  | 78.7  | 75.8  | 76.9  | 78.9  |
| $I_{8\Sigma}$                  | –     | –     | –     | 0.203 | 0.225 | 0.234 | 0.22  | 0.234 | 0.196 |
| $\Psi_{8\Sigma}, \dots^\circ$  | –     | –     | –     | 42.1  | 74.3  | 68.9  | 73.0  | 67.1  | 72.9  |
| $I_{9\Sigma}$                  | –     | –     | –     | –     | 0.143 | 0.209 | 0.226 | 0.208 | 0.201 |
| $\Psi_{9\Sigma}, \dots^\circ$  | –     | –     | –     | –     | 38.5  | 74.9  | 70.9  | 80.1  | 76.6  |
| $I_{10\Sigma}$                 | –     | –     | –     | –     | –     | 0.153 | 0.19  | 0.171 | 0.155 |
| $\Psi_{10\Sigma}, \dots^\circ$ | –     | –     | –     | –     | –     | 28.7  | 71.4  | 65.3  | 79.3  |
| $I_{11\Sigma}$                 | –     | –     | –     | –     | –     | –     | 0.16  | 0.195 | 0.148 |
| $\Psi_{11\Sigma}, \dots^\circ$ | –     | –     | –     | –     | –     | –     | 27.8  | 67.1  | 67.3  |
| $I_{12\Sigma}$                 | –     | –     | –     | –     | –     | –     | –     | 0.119 | 0.146 |
| $\Psi_{12\Sigma}, \dots^\circ$ | –     | –     | –     | –     | –     | –     | –     | 9.9   | 64.3  |
| $I_{13\Sigma}$                 | –     | –     | –     | –     | –     | –     | –     | –     | 0.115 |
| $\Psi_{13\Sigma}, \dots^\circ$ | –     | –     | –     | –     | –     | –     | –     | –     | 3.2   |

Важно отметить, что чем длиннее АР, тем сильнее спад амплитуды крайних излучателей и меньше коэффициент использования апертуры. Так, для 10-элементной АР крайние излучатели имеют спад амплитуды до 0.249 (–12 дБ), а в 26-элементной АР крайние излучатели имеют спад амплитуды до 0.115 (–18.78 дБ).

Иногда важно уменьшить УБЛ в ДН. Для синтеза антенны с меньшим, чем в табл. 1, УБЛ были использованы чебышевские парциальные ДН с УБЛ

–30 дБ. Результаты синтеза отображены в табл. 3 (параметры синтезированных ДН) и табл. 4 (синтезированные амплитудно-фазовые распределения).

Если в табл. 1 уровень первого бокового лепестка составляет около –15 дБ независимо от количества элементов в АР, то в отличие от этого в табл. 3 уровень первого бокового лепестка уже около –26 дБ и также не зависит от количества элементов. Этот существенный выигрыш в УБЛ произошел при почти ничтожной потере КНД: не более 0.25 дБ.

Таблица 3

| Параметр                     | N     |       |       |       |       |       |       |       |       |
|------------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
|                              | 5     | 6     | 7     | 8     | 9     | 10    | 11    | 12    | 13    |
| $D_3$ , дБ                   | 9.8   | 10.4  | 10.6  | 11.0  | 11.3  | 11.5  | 11.6  | 11.6  | 11.7  |
| $D_{\max}$ , дБ              | 8.75  | 9.47  | 9.91  | 10.4  | 10.7  | 10.8  | 11.2  | 11.3  | 11.4  |
| $2\theta_{0.5}, \dots^\circ$ | 14.2  | 11.79 | 10.44 | 9.06  | 8.31  | 7.83  | 6.96  | 6.69  | 6.51  |
| $S$ , дБ/°                   | 1.13  | 1.39  | 1.61  | 1.91  | 2.12  | 2.33  | 2.69  | 2.85  | 3.09  |
| $q_{61}$ , дБ                | –26.9 | –27.0 | –26.3 | –26.1 | –26.1 | –26.1 | –26.6 | –27.1 | –25.9 |
| $q_{62}$ , дБ                | –28.0 | –28.1 | –28.3 | –27.9 | –28.8 | –29.2 | –29.0 | –31.1 | –29.7 |
| $q_{63}$ , дБ                | –29.7 | –29.6 | –29.7 | –29.2 | –30.6 | –31.3 | –30.2 | –33.5 | –32.0 |

Таблица 4

| Параметр                       | N     |       |       |       |        |       |       |       |       |
|--------------------------------|-------|-------|-------|-------|--------|-------|-------|-------|-------|
|                                | 5     | 6     | 7     | 8     | 9      | 10    | 11    | 12    | 13    |
| $I_{1\Sigma}$                  | 1.0   | 1.0   | 1.0   | 1.0   | 1.0    | 1.0   | 1.0   | 1.0   | 1.0   |
| $\Psi_{1\Sigma}, \dots^\circ$  | 24.7  | 20.1  | 24.3  | 21.3  | 24     | 21.9  | 20.4  | 21.9  | 21.0  |
| $I_{2\Sigma}$                  | 0.549 | 0.632 | 0.53  | 0.591 | 0.525  | 0.573 | 0.622 | 0.578 | 0.609 |
| $\Psi_{2\Sigma}, \dots^\circ$  | 45.4  | 46.9  | 42.6  | 46.9  | 45.7   | 48.8  | 48.9  | 49.0  | 49.7  |
| $I_{3\Sigma}$                  | 0.503 | 0.476 | 0.545 | 0.484 | 0.509  | 0.463 | 0.437 | 0.458 | 0.438 |
| $\Psi_{3\Sigma}, \dots^\circ$  | 58.3  | 47.8  | 46.1  | 40.7  | 41.5   | 39.1  | 41.8  | 39.6  | 41.3  |
| $I_{4\Sigma}$                  | 0.25  | 0.4   | 0.345 | 0.432 | 0.374  | 0.431 | 0.443 | 0.425 | 0.439 |
| $\Psi_{4\Sigma}, \dots^\circ$  | 88.3  | 69.8  | 69.4  | 61.2  | 61.9   | 58.1  | 53.8  | 57.3  | 55.2  |
| $I_{5\Sigma}$                  | 0.178 | 0.206 | 0.293 | 0.276 | 0.313  | 0.288 | 0.296 | 0.287 | 0.29  |
| $\Psi_{5\Sigma}, \dots^\circ$  | 77.0  | 86.2  | 65.0  | 65.0  | 56.7.0 | 60.5  | 63.0  | 58.0  | 62.9  |
| $I_{6\Sigma}$                  | –     | 0.176 | 0.188 | 0.268 | 0.249  | 0.285 | 0.28  | 0.29  | 0.286 |
| $\Psi_{6\Sigma}, \dots^\circ$  | –     | 78.7  | 98.3  | 72.8  | 76.7   | 66.6  | 57.2  | 61.6  | 57.4  |
| $I_{7\Sigma}$                  | –     | –     | 0.126 | 0.148 | 0.177  | 0.186 | 0.238 | 0.204 | 0.238 |
| $\Psi_{7\Sigma}, \dots^\circ$  | –     | –     | 68.3  | 94.5  | 70.1   | 81.1  | 75.0  | 71.9  | 74.9  |
| $I_{8\Sigma}$                  | –     | –     | –     | 0.15  | 0.144  | 0.155 | 0.154 | 0.186 | 0.165 |
| $\Psi_{8\Sigma}, \dots^\circ$  | –     | –     | –     | 70.7  | 92.7   | 72.7  | 68.9  | 65.2  | 67.6  |
| $I_{9\Sigma}$                  | –     | –     | –     | –     | 0.103  | 0.111 | 0.169 | 0.15  | 0.172 |
| $\Psi_{9\Sigma}, \dots^\circ$  | –     | –     | –     | –     | 67.7   | 96.5  | 73.6  | 80.8  | 74.5  |
| $I_{10\Sigma}$                 | –     | –     | –     | –     | –      | 0.087 | 0.109 | 0.109 | 0.104 |
| $\Psi_{10\Sigma}, \dots^\circ$ | –     | –     | –     | –     | –      | 56.4  | 100.5 | 72.9  | 83.7  |
| $I_{11\Sigma}$                 | –     | –     | –     | –     | –      | –     | 0.107 | 0.097 | 0.104 |
| $\Psi_{11\Sigma}, \dots^\circ$ | –     | –     | –     | –     | –      | –     | 60.0  | 90.1  | 66.1  |
| $I_{12\Sigma}$                 | –     | –     | –     | –     | –      | –     | –     | 0.062 | 0.085 |
| $\Psi_{12\Sigma}, \dots^\circ$ | –     | –     | –     | –     | –      | –     | –     | 68.9  | 94.2  |
| $I_{13\Sigma}$                 | –     | –     | –     | –     | –      | –     | –     | –     | 0.059 |
| $\Psi_{13\Sigma}, \dots^\circ$ | –     | –     | –     | –     | –      | –     | –     | –     | 42.3  |

В то же время синтезированное амплитудное распределение в табл. 4 для всех AP спадает к крайним излучателям сильнее, чем в табл. 2. Этот факт существенно усложняет делитель сигнала между элементами AP, особенно при большом их количестве.

Для определения реального коэффициента усиления (КУ) AP необходимо разработать делитель сигнала и определить потери сигнала в нем. На рис. 4 показан делитель сигнала типа "дерево" для 10-элементной AP, а на рис. 5 – половина аналогичного делителя для 20-элементной AP.

Если для 10-элементной AP такой делитель можно разместить внутри трубы, на которой крепятся излучатели, при ее диаметре 60 мм, то для AP с большим числом элементов делитель необходимо размещать вне трубы. Это приводит к необходимости использования СВЧ-кабелей для подвода сигнала с выходов делителя к каждому излучателю. Для сохранения соотношения фаз сигналов в диапазоне частот работы AP все кабели должны иметь одну и ту же длину. В этом случае общая длина СВЧ-тракта делителя вместе с

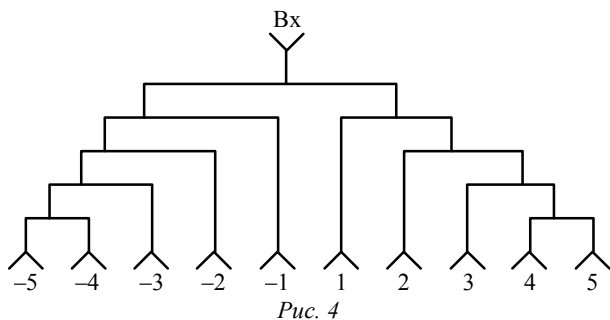


Рис. 4

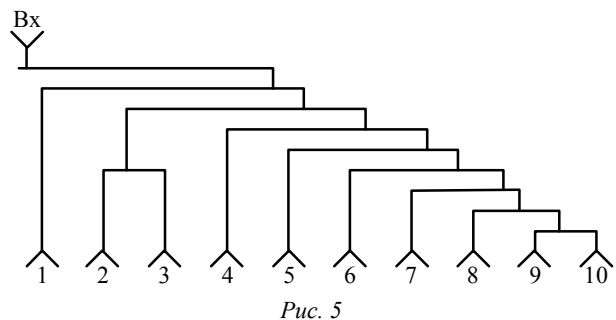


Рис. 5



Таблица 5

| Параметр      | N                 |       |       |       |       |       |       |       |       |      |
|---------------|-------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|------|
|               | 5                 | 6     | 7     | 8     | 9     | 10    | 11    | 12    | 13    |      |
| $\eta_k$ , дБ | -0.27             | -0.5  | -0.58 | -0.66 | -0.74 | -0.83 | -0.91 | -0.99 | -1.07 |      |
| $\eta_d$ , дБ | -0.2              | -0.24 | -0.28 | -0.32 | -0.36 | -0.4  | -0.44 | -0.48 | -0.52 |      |
| $\eta$ , дБ   | -0.47             | -0.74 | -0.86 | -0.98 | -1.1  | -1.23 | -1.35 | -1.47 | -1.59 |      |
| G, дБ         | $q_{61} = -15$ дБ | 8.53  | 8.96  | 9.24  | 9.62  | 9.7   | 9.87  | 9.95  | 9.93  | 9.91 |
|               | $q_{61} = -26$ дБ | 8.28  | 8.73  | 9.05  | 9.42  | 9.6   | 9.57  | 9.85  | 9.83  | 9.81 |

кабелями практически удваивается. Если в L-диапазоне волн положить потери в СВЧ-кабеле РК 50-7-11 0.3 дБ/м [5], а потери в делителе сигнала 0.02 дБ/λ [6], то можно ориентировочно определить суммарные потери сигнала в делителях для АР с разным количеством излучателей. В табл. 5 приведены КПД кабелей  $\eta_k$ , делителей  $\eta_d$ , антенны ( $\eta = \eta_k + \eta_d$ ) и коэффициенты усиления АР с уровнем первого бокового лепестка -15 и -26 дБ.

Для обоих случаев АР из 22 элементов высотой 11λ имеет максимальный КУ, не превышающий 9.95 дБ. Следует отметить, что АР из 12 элементов высотой 6λ имеет КУ всего лишь на 0.99 дБ меньше, чем АР с максимальным КУ. При этом дальность радиосвязи уменьшится всего на 11 %.

В табл. 5 даны оптимистические прогнозы потерь сигнала. Так, потери для кабеля типа РК 50-3-11 составляют уже 0.5 дБ/м. При этом оптимальная высота АР существенно уменьшится. Потери в делителе сигнала также, как правило, выше потерь, приведенных в табл. 5.

Одним из способов уменьшения потерь в делителе является выполнение его на симметричной полосковой линии с воздушным заполнением. Расчетное значение потерь в такой линии с волновым сопротивлением 50 Ом равно 0.07 дБ/м [6]. Однако экспериментальное значение составляет 0.2 дБ/м и очень сильно зависит от типа покрытия центрального проводника и технологии изготовления линии.

Из проведенного анализа можно сделать вывод, что максимально достижимый КУ АР с косекансной ДН в вертикальной плоскости составляет не более 9 дБ. При этом оптимальной АР следует считать состоящую из 10–12 элементов и высотой (5...6)λ.

Реальная ДН формируется в результате интерференции прямого сигнала (антенна 1) и сигнала, отраженного от поверхности земли (зеркальная антенна 2) (см. рис. 2):

$$F_p(\theta) = F_\Sigma(\theta) + \Gamma(\theta) \times F_\Sigma(180 - \theta) \exp(ik2H_a \cos \theta), \quad (11)$$

где  $F_\Sigma(\theta)$  – ДН антенны без влияния земли;  $\Gamma(\theta)$  – коэффициент отражения от земли для параллельной поляризации поля;  $F_\Sigma(180 - \theta)$  – ДН зеркальной антенны;  $H_a$  – высота фазового центра антенны над поверхностью земли. Коэффициент отражения от земли для вертикальной поляризации поля определяется уравнением [7]

$$\Gamma(\theta) = \frac{\sqrt{\epsilon_{гр} - \sin^2 \theta} - \epsilon_{гр} \cos \theta}{\sqrt{\epsilon_{гр} - \sin^2 \theta} + \epsilon_{гр} \cos \theta}, \quad (12)$$

где  $\epsilon_{гр}$  – диэлектрическая проницаемость грунта.

Диэлектрическая проницаемость грунтов зависит как от их минерального состава, так и от влажности, температуры, плотности и других факторов [8]. Значение диэлектрической проницаемости грунтов колеблется между значениями от 3 до 80. Графики коэффициента отражения для характерных значений<sup>1</sup>  $\epsilon_{гр}$  показаны на рис. 6.

При угле падения, равном углу Брюстера ( $\theta_B$ ) ( $\text{tg } \theta_B = \sqrt{\epsilon_{гр}}$ ), коэффициент отражения равен нулю. Для реальных сред с потерями угол Брюстера отсутствует, но на близких к нему углах наблюдается минимум коэффициента отражения, который тем меньше, чем меньше потери в среде [7].

По (11), (12) рассчитаны реальные ДН с уче-

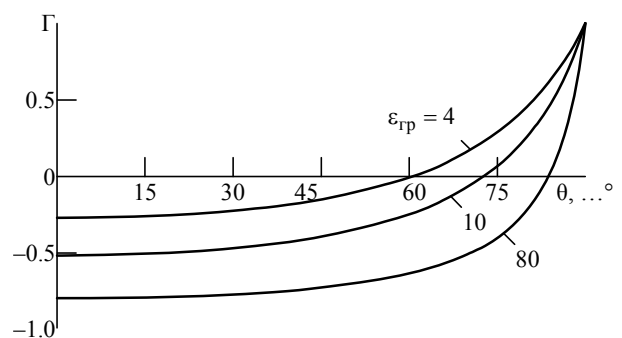


Рис. 6

<sup>1</sup> Значение  $\epsilon_{гр}$ , равное 4, соответствует сухой песчаной почве, 10 – глинистой увлажненной почве, 80 – воде и сильно увлажненной почве.

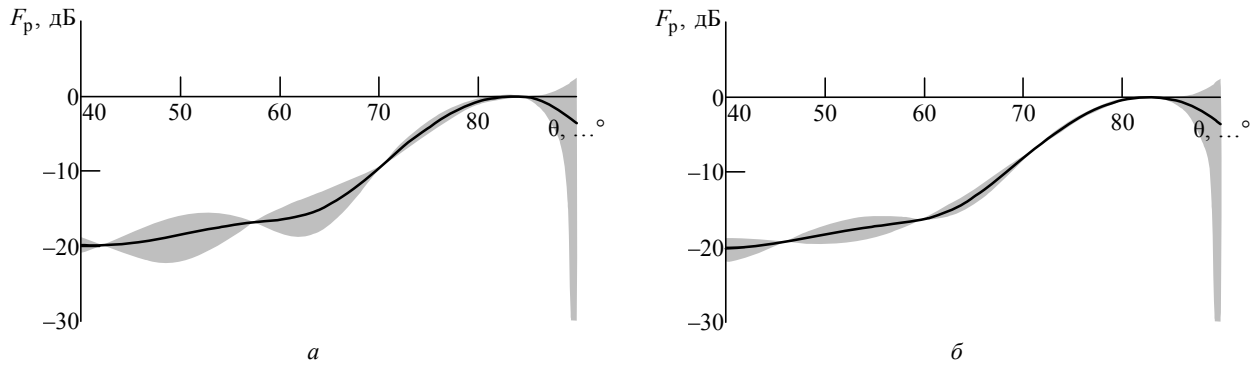


Рис. 7

том отражения от земли. На рис. 7, а показана реальная ДН 10-элементной АР с УБЛ  $-16$  дБ. Сплошная линия изображает синтезированную ДН, заливкой показаны огибающие минимумов и максимумов интерференционных лепестков реальной ДН. Как следует из рис. 7, а, в результате интерференции отражений от земли реальная ДН может иметь провалы до 3 дБ по сравнению с синтезированной ДН в районе угла  $\theta = 50^\circ$ . ДН рассчитана для  $\epsilon_{гр} = 80$ , характерной для сильно увлажненного грунта. При уменьшении диэлектрической проницаемости грунта, а также вследствие наличия шероховатости поверхности земли размах интерференционных лепестков будет уменьшаться.

На рис. 7, б показана реальная ДН 10-элементной АР с УБЛ  $-26$  дБ. Размах интерференционных лепестков при тех же условиях составляет всего 1.5 дБ.

Интересно отметить, что вдоль поверхности земли (при  $\theta = 90^\circ$ ) всегда формируется максимум, на 2.5...3 дБ превышающий главный максимум синтезированной ДН. Поэтому, хотя при измерениях КУ в условиях полигона иногда фиксируются значения 12...13 дБ, максимальный КУ всенаправленной антенны в азимутальной плоскости с косекансной ДН в вертикальной плоскости не превышает 10 дБ.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кочержевский Г. Н. Антенно-фидерные устройства: учеб. для вузов. 3-е изд. М.: Радио и связь, 1981. 280 с.
2. Французов А. Д. Метод неортогональных частичных диаграмм синтеза линейных антенных решеток // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2014. Вып. 5. С. 3-9.
3. Антенны и устройства СВЧ. Расчет и проектирование антенных решеток и их излучающих элементов / под ред. проф. Д. И. Воскресенского. М.: Сов. радио, 1972. 320 с.
4. Французов А. Д. Основы расчета и конструирования излучающих устройств. Челябинск: Изд-во ЧПИ, 1981. 63 с.

5. Справочник конструктора РЭА: Компоненты, механизмы, надежность / Н. А. Барканов, Б. Е. Бердичевский, П. Д. Верхопятницкий и др.; под ред. Р. Г. Варламова. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.
6. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р., Смирнов В. П. Справочник по элементам волноводной техники. 2-е изд. М.: Сов. радио, 1967. 651 с.
7. Французов А. Д. Электродинамические основы расчета и проектирования экранов и СВЧ-устройств. Челябинск: Изд-во ЧПИ, 1979. 98 с.
8. Финкельштейн М. И., Кутев В. А., Золотарев В. П. Применение подповерхностного зондирования в инженерной геологии / под ред. М. И. Финкельштейна. М.: Недра, 1986. 128 с.

A. D. Frantsuzov

LLC «RPE "Digital Radio Equipment Systems"» (Saint Petersburg)

### Optimization of the Antenna Array with Cosequences Pattern

*The method of partial directional diagrams (PDD) synthesized vertical omnidirectional in azimuth plane antenna arrays (AR) with cosequences PDD form in the vertical plane. The AR optimum height on the criterion of maximum gain is determined. It is shown that the optimum height of AR depends significantly on the losses in the microwave cables and in the signal divider.*

Linear antenna array Synthesis, cosequences pattern, the optimum height of the antenna array

Статья поступила в редакцию 23 декабря 2015 г.



УДК 539.216.2, 537.226.4, 537.226.1

С. П. Зубко, А. Г. Гагарин, Н. Ю. Медведева  
Санкт-Петербургский государственный электротехнический  
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

## Эффективная диэлектрическая проницаемость сегнетоэлектрической пленки в составе плоскопараллельных и планарных конденсаторов<sup>1</sup>

*Экспериментально и теоретически исследованы характеристики плоскопараллельных и планарных сегнетоэлектрических конденсаторов. Исследован размерный эффект в тонкой пленке сегнетоэлектрика  $Ba_{0,3}Sr_{0,7}TiO_3$  в составе плоскопараллельных и планарных конденсаторов.*

### Тонкая пленка, размерный эффект, сегнетоэлектрик, конденсатор

Сегнетоэлектрические материалы находят широкое применение в СВЧ-устройствах с электронным управлением. Как правило, сегнетоэлектрические пленки включают в состав многослойных конденсаторных структур – как планарных, так и плоскопараллельных – МДМ-конденсаторов. Конструкция конденсатора существенно влияет на диэлектрические характеристики сегнетоэлектрической пленки. Настоящая статья посвящена исследованию диэлектрических свойств сегнетоэлектрических пленок  $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$  (BSTO) в составе планарного конденсатора (рис. 1, а) и МДМ-конденсатора (рис. 1, б).

На подложке из лейкосапфира  $r$ -среза площадью  $10 \times 10 \text{ мм}^2$  в едином технологическом цикле

формировались МДМ-конденсатор и два планарных конденсатора с разными ширинами зазоров  $s$ . Цикл состоял из следующих операций:

- нанесение на диэлектрическую подложку пленки Pt толщиной  $h_f = 100 \text{ нм}$  методом магнетронного распыления в атмосфере аргона и формирование ионным травлением планарных конденсаторов и нижнего электрода МДМ-структур;
- нанесение и литография сегнетоэлектрической пленки;
- нанесение термическим испарением пленки Cu толщиной  $1 \text{ мкм}$  и литография топологии верхних электродов конденсаторов.

Пленки BSTO наносились методом высокочастотного магнетронного распыления мишени из

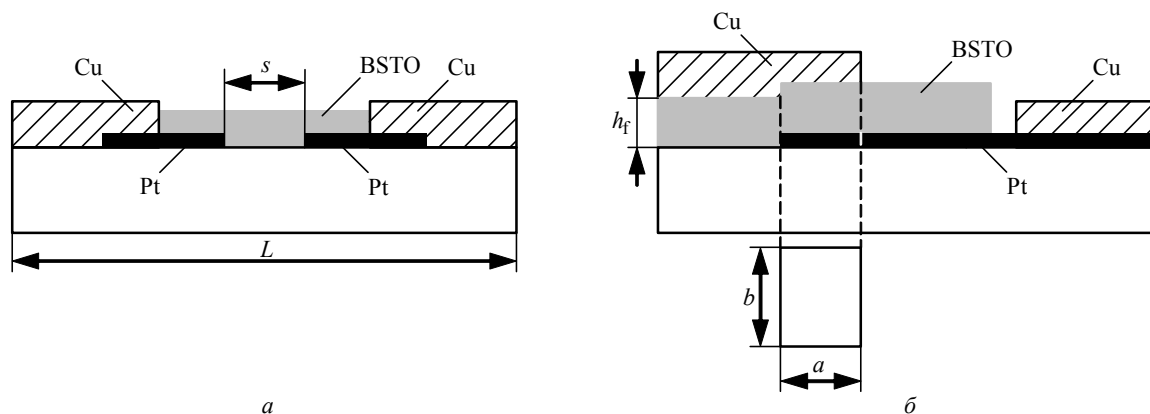


Рис. 1

<sup>1</sup> Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 13-02-12096 офи\_м. Теоретическое исследование проведено при поддержке российского научного фонда (грант № 14-12-01296).

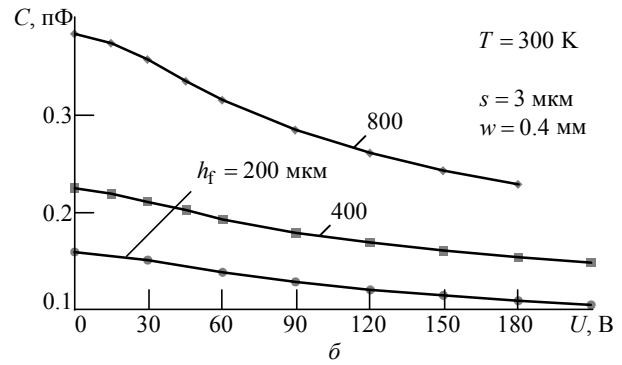
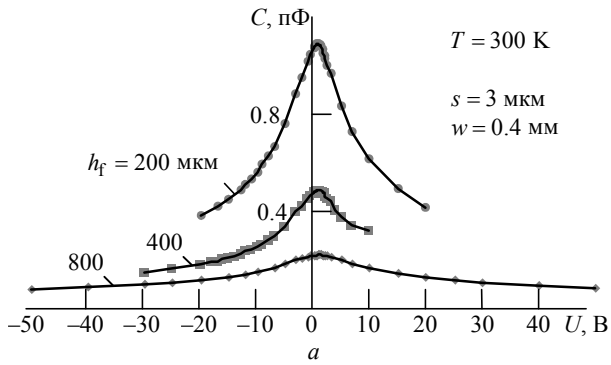


Рис. 2

$Ba_{0.3}Sr_{0.7}TiO_3$  в атмосфере  $O_2$  при давлении 2 Па и температуре подложки 675 °С. Была изготовлена серия пленок BSTO толщиной от 200 до 800 нм, значение которой оценивалось по времени осаждения. Разброс по толщине пленки в пределах подложки составлял 10–20 %.

Измерения геометрических параметров конденсаторов на оптическом микроскопе показали, что ширины зазоров изготовленных планарных конденсаторов  $s$  (см. рис. 1, а) составили  $2 \pm 0.2$  и  $3.7 \pm 0.2$  мкм. Площадь верхних электродов МДМ-конденсаторов (см. рис. 1, б) составила  $S_3 = a \times b = 4 \times 10$  мкм<sup>2</sup> для конденсаторов, содержащих пленку BSTO толщиной 400 и 800 нм, и  $6 \times 15$  мкм<sup>2</sup> – для конденсаторов, содержащих пленку толщиной 200 нм.

Вольт-фарадные характеристики (ВФХ) конденсаторов измерялись на частоте 1.5 ГГц резонансным методом [1], управляющее напряжение прикладывалось к конденсатору в течение 1 с. Экспериментально измеренные ВФХ МДМ и планарных конденсаторов, содержащих BSTO-пленки разной толщины  $h_f$ , приведены на рис. 2.

Измеренные ВФХ МДМ-конденсаторов (рис. 2, а) симметричны с осью симметрии, сдвинутой относительно точки  $U = 0$  на величину  $U_{см}$  в сторону

положительного потенциала на нижнем (Pt) электроде. Максимальная емкость превышает значение емкости при  $U = 0$  не более чем на 3 %.

Для планарных конденсаторов ВФХ симметричны относительно  $U = 0$  (рис. 2, б). Это может быть связано с тем, что емкость планарных конденсаторов и ее зависимость от управляющего напряжения определяются не только диэлектрической проницаемостью сегнетоэлектрической пленки, но и паразитной емкостью подложки, включенной параллельно.

На рис. 3 приведены зависимости диэлектрической проницаемости сегнетоэлектрических пленок от напряжения смещения для двух типов конденсаторов, содержащих сегнетоэлектрические пленки разной толщины. Зависимости построены для тех же значений толщины подложки, что и зависимости на рис. 2.

Диэлектрическая проницаемость пленки в составе МДМ-конденсатора рассчитывалась по стандартной формуле для плоскопараллельного конденсатора:  $\epsilon = h_f C / (\epsilon_0 S_3)$ , где  $C$  – экспериментально измеренная емкость конденсатора;  $\epsilon_0$  – диэлектрическая проницаемость свободного пространства. Для планарного конденсатора в параэлектрической фазе расчеты проводились по формуле [2]

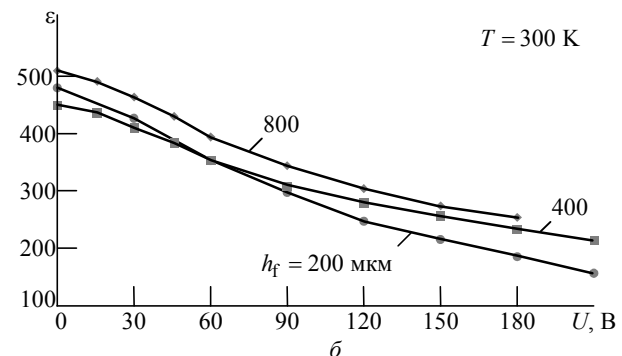
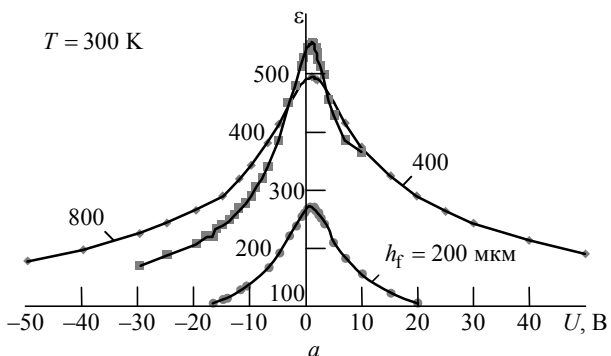


Рис. 3

$$\varepsilon = \left[ \frac{C}{\varepsilon_0 w} - \frac{2}{\pi} \ln \left( 4 \frac{L}{s} \right) - \frac{1}{\pi} (\varepsilon_s - 1) \ln \left( 16 \frac{h_f + h_s}{\pi s} \right) \right] \times \left[ \frac{s}{h_f} + \frac{4}{\pi} \ln 2 \right] + 1,$$

где  $w$  и  $s$  – длина и ширина зазора конденсатора соответственно;  $L$  – ширина конденсатора;  $\varepsilon_s$  и  $h_s$  – диэлектрическая постоянная и толщина подложки соответственно.

Как видно из графиков рис. 3, а, в МДМ-конденсаторе с пленкой BSTO толщиной 200 нм наблюдается размерный эффект – зависимость характеристик пленки от ее толщины, – приводящий к существенному уменьшению диэлектрической проницаемости и управляемости пленки напряжением смещения. В планарных же конденсаторах при тех же толщинах сегнетоэлектрической пленки размерный эффект не появляется: проницаемость пленок практически не зависит от толщины (рис. 3, б).

Размерный эффект в конденсаторе является следствием корреляции поляризации в сегнетоэлектрической пленке и появляется при равенстве нулю поляризации на ее границах [3]. Основной характеристикой размерного эффекта служит корреляционный параметр  $\lambda$ , значения которого определяются из обработки дисперсионных кривых сегнетоэлектрической моды [3], [4]. В параэлектрическом состоянии диэлектрическая проницаемость тонкой пленки сегнетоэлектрика в корреляционной модели имеет вид

$$\varepsilon^{-1} = \varepsilon_{00}^{-1} \left\{ \left[ (\xi^2 + \eta^3)^{1/2} + \xi \right]^{-2/3} + \left[ (\xi^2 + \eta^3)^{1/2} - \xi \right]^{-2/3} - \eta + 2\varepsilon_{00} \frac{\sqrt{2\lambda}}{h_f} \right\},$$

где  $\varepsilon_{00}$  – аналог постоянной Кюри–Вейсса;

$$\xi = \sqrt{\xi_s^2 + (E/E_n)^2}; \quad \eta = T/T_C - 1$$

( $\xi_s$  – параметр размытия фазового перехода, вызываемого полем заряженных дефектов;  $E_n$  – напряженность нормирующего поля;  $T_C$  – температура Кюри).

Для упрощения расчетов в условиях действия размерного эффекта удобно использовать модель "мертвого" слоя, основная концепция которой ба-

зируется на введении на поверхности сегнетоэлектрической пленки слоя линейного диэлектрика, не обладающего сегнетоэлектрическими свойствами, – так называемого мертвого слоя. Толщина "мертвого" слоя определяется значением корреляционного параметра и для BSTO составляет единицы нанометров:  $h_d = \varepsilon_d \sqrt{2\lambda} = 2 \dots 4$  нм при диэлектрической постоянной этого слоя  $\varepsilon_d = 40 \dots 50$  [5], [6]. В МДМ-конденсаторе "мертвые" слои находятся на границе раздела сегнетоэлектрической пленки и проводящих электродов. В данном случае емкость, обусловленная "мертвым" слоем, соединена с емкостью сегнетоэлектрической пленки последовательно и вносит существенный вклад в полную емкость конденсатора:

$$C = \frac{C_f C_d}{2C_f + C_d},$$

где  $C_f$ ,  $C_d$  – емкости сегнетоэлектрика и "мертвого" слоя соответственно.

В планарном конденсаторе "мертвый" слой расположен на поверхности сегнетоэлектрической пленки, граничащей с электродами, но, так как его площадь велика при малой толщине, в планарном конденсаторе имеет место сильное растекание линий электрического поля в этом слое и их концентрация мала. В данном случае емкость мертвого слоя

$$C_d = \varepsilon_0 (\varepsilon_f - \varepsilon_d) w \left[ \frac{s}{h_d} + \frac{4}{\pi} \ln 2 \right]^{-1}$$

оказывается включенной параллельно с емкостью сегнетоэлектрической пленки:  $C = C_f + C_d$  и ее вклад в полную емкость конденсатора пренебрежимо мал (при  $\varepsilon_d = 40$ ,  $h_d = 4$  нм,  $w = 0.4$  мм емкость мертвого слоя  $C_d \cong 1.6$  фФ).

Проведенные экспериментальные и теоретические исследования показали, что в планарном конденсаторе размерный эффект не возникает при уменьшении толщины пленки до 200 нм, в то время как в МДМ-структуре при данной толщине влияние размерного эффекта приводит к уменьшению диэлектрической проницаемости пленки почти в два раза.

Авторы признательны проф. О. Г. Вендику за предложение исследования данной проблемы и полезные дискуссии в процессе ее решения.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Измерение емкости и диэлектрических потерь планарных конденсаторов на сегнетоэлектрической плёнке в диапазоне СВЧ / М. М. Гайдуков, А. Б. Козырев, А. С. Рубан и др. // Радиотехника и электроника. 1975. Т. 20, вып. 12. С. 2588–2591.
2. Вендик О. Г., Зубко С. П., Никольский М. А. Моделирование и расчет емкости планарного конденсатора, содержащего тонкий сегнетоэлектрический слой // ЖТФ. 1999. Т. 69, вып. 4. С. 1–7.
3. Вендик О. Г., Зубко С. П. Размерный эффект в сегнетоэлектриках типа смещения // Кристаллография. 2004. Т. 49, вып. 5. С. 1–7.
4. Vendik O. G., Zubko S. P. Ferroelectrics as Constituents of Tunable Metamaterials, in "Theory and Phenomena of Metamaterials" / ed. by F. Capolino. Boca Raton: CRC Press, 2009. P. 33-1–33-43.
5. Vendik O. G., Zubko S. P., Medvedeva N. Yu. "Dead Layer" Characteristics Based on a Correlation of the Ferroelectric Polarization under Relevant Boundary Conditions in a Parallel Plate Capacitor // J. Appl. Phys. 2009. Vol. 105, iss. 5. P. 053515(1–4).
6. Thickness and Dielectric Constant of Dead Layer in Pt/(Ba<sub>0.7</sub>Sr<sub>0.3</sub>)TiO<sub>3</sub>/YBa<sub>2</sub>Cu<sub>3</sub>O<sub>7-x</sub> Capacitor / B. Chen, H. Yang, L. Zhao, J. Miao, B. Xu, X. G. Qiu, B. R. Zhao // Appl. Phys. Lett. 2004. Vol. 84, iss. 4. P. 583–585.

S. P. Zubko, A. G. Gagarin, N. Yu. Medvedeva  
*Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"*

### **Effective dielectric permittivity of ferroelectric film included in parallel-plate and planar ferroelectric capacitors**

*The characteristics of parallel-plate and planar ferroelectric capacitors are investigated experimentally and theoretically. The size effect in Ba<sub>0.3</sub>Sr<sub>0.7</sub>TiO<sub>3</sub> included into parallel-plate and planar capacitors is studied.*

Thin film, size effect, ferroelectrics, capacitor

Статья поступила в редакцию 18 ноября 2015 г.

---

УДК 621.315.592

С. А. Тарасов, И. А. Ламкин, А. С. Евсеенков, И. И. Михайлов, А. В. Соломонов  
*Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)*

## **Селективные фоточувствительные структуры на основе барьера Шотки Au–AlGaN**

*Созданы и исследованы селективные фоточувствительные структуры на основе барьера Шотки Au–AlGaN для ультрафиолетового диапазона спектра. Показаны методы управления спектром фоточувствительности за счет применения эффектов широкозонного окна и надбарьерного переноса в структурах Au–AlGaN. Получены фотодиоды с полушириной спектра фоточувствительности 5...6 нм для длин волн 351...373 нм и чувствительностью до 140 мА/Вт.*

### **Фотодиод, AlGaN, ультрафиолетовая область, барьер Шотки**

Фоточувствительные структуры и приборы на их основе в настоящее время широко используются практически во всех областях человеческой деятельности [1], [2]. В последние годы для ряда военных и гражданских применений все более востребованными становятся фотоприемники, обладающие чувствительностью в ультрафиолетовой (УФ) части спектрального диапазона [3]. Одним из наиболее актуальных примеров исполь-

зования подобных приборов являются системы УФ-локации, способные эффективно обнаруживать аппараты различного назначения по УФ-составляющей излучения реактивной струи, в том числе находящиеся в космическом пространстве [4]. К гражданским применениям можно отнести: контроль уровня УФ-излучения при обеззараживании воды и при некоторых медицинских процедурах; экологический мониторинг, включая ис-

следования состояния озонового слоя и обнаружение озоновых дыр; создание систем безопасности, в частности датчиков пламени и загрязнения; а также ряд других научных и хозяйственных задач. Для большинства перечисленных применений необходимы селективные детекторы, нечувствительные к излучению видимого диапазона спектра, так называемые видимослепые фотодетекторы, а в некоторых случаях – и солнечно-слепые фотоприемники, способные корректно обнаруживать УФ-сигнал в условиях сильной фоновой засветки солнечным излучением [5]. Без применения дорогостоящих оптических фильтров это можно реализовать только за счет использования широкозонных полупроводниковых материалов с шириной запрещенной зоны 3 эВ и более [6], [7].

Для успешного внедрения подобных детекторов в производство необходима разработка технологии их создания, в рамках которой можно достичь высоких параметров приборов при сохранении их невысокой себестоимости. Одним из перспективных вариантов является использование структур на основе барьера Шотки, что должно позволить создать высокоэффективные фотодетекторы сравнительно простыми и малозатратными методами [8].

**Исследованные образцы.** Были изготовлены и исследованы фоточувствительные структуры на основе контакта металл–AlGaN с различными долями AlN в составе твердого раствора (рис. 1). В качестве подложки использовался сапфир. На подложке методом хлоридно-гидридной эпитаксии вначале выращивались буферные слои AlGaN переменного состава, призванные уменьшить количество дислокаций в верхнем эпитаксиальном слое. Состав буферных слоев подбирался таким образом, чтобы их ширина запрещенной зоны (ШЗЗ) была больше, чем ШЗЗ верхнего эпитаксиального слоя. Это позволило избежать поглощения в буферном слое при обратной засветке образцов (со стороны подложки). Верхний эпитаксиальный слой выполнял роль полупроводника

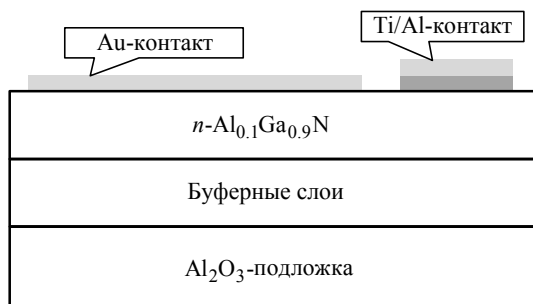


Рис. 1

для контакта Шотки и содержал в своем составе 6–10 % AlN. В некоторых образцах между буферным и верхним эпитаксиальным слоями была добавлена дополнительная прослойка GaN, выполнявшая роль широкозонного окна.

Металлические слои наносились методом вакуумного резистивного осаждения при давлении остаточных газов не выше  $10^{-5}$  мм рт. ст. Омические контакты создавались на основе алюминия с предварительным нанесением подслоя титана по описанной ранее методике [9], [10].

Основное внимание в работе было уделено исследованию спектральных характеристик образцов. Для этого использовалась автоматизированная установка на основе дифракционного монохроматора с источником света на базе ксеноновой лампы. Также исследовались остальные важнейшие характеристики фоточувствительных структур, включая вольт-амперные и ватт-амперные характеристики, а также определены их чувствительности, обнаружительные способности и другие рабочие параметры.

**Экспериментальные результаты и их обсуждение.** Созданные структуры Au–AlGaN исследовались в двух режимах освещения: при использовании "прямой" засветки, когда структуры освещались со стороны металлического выпрямляющего контакта, и "обратной" засветки, когда структуры освещались со стороны подложки. В первом случае наблюдался широкополосный спектр фоточувствительности, а во втором – узкополосный, что позволило реализовать ультрафиолетовые фотодетекторы с высокой степенью селективности.

Рассмотрим результаты исследования структур на основе твердого раствора  $Al_{0.1}Ga_{0.9}N$  (рис. 1). При прямой засветке структура проявляла фоточувствительность в диапазоне от 200 до 375 нм. При этом на спектре чувствительности наблюдалось два максимума (1 – рис. 2). Длинноволновый максимум на длине волны 353 нм связан с проявлением эффекта надбарьерного переноса. Этот эффект возникает в барьере Шотки в случае, когда энергия падающих фотонов меньше ширины запрещенной зоны полупроводника, но превышает высоту потенциального барьера "металл–полупроводник" ( $q\phi_b < h\nu < E_g$ ). При этом электроны из металла могут переходить в полупроводник, преодолев потенциальный барьер  $q\phi_b$ . Коротковолновый максимум при 346 нм связан с поглощением на переходе "зона–зона" в полупроводнике и наблюдается при энергии фотона, пре-

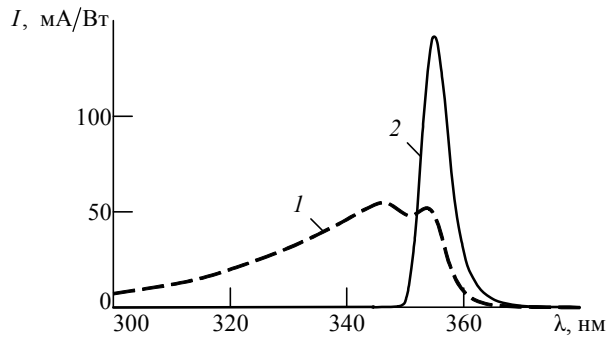


Рис. 2

вышающей ширину запрещенной зоны ( $h\nu > E_g$ ). Это означает, что поглощение происходит преимущественно в слое объемного заряда полупроводника аналогично тому, что происходит в фотодиодных структурах на основе  $p-n$ -перехода. Полуширина спектральной линии составила 30 нм.

При освещении со стороны подложки образец проявлял фотоответ в существенно меньшем диапазоне: от 350 до 375 нм (2 – рис. 2). Максимум наблюдался при 355 нм, а полуширина спектральной линии составила 6 нм. Таким образом, структура представляет селективный видимослепой фотодетектор ультрафиолетового диапазона. Объяснить вид спектральной характеристики можно на основе сравнения процессов, происходящих в образце при прямой и обратной засветке. Как указывалось ранее, при прямой засветке образца фотонами с энергией  $h\nu > q\phi_b$  в металле возбуждаются электроны с энергией, достаточной для преодоления барьера Шотки. Если при этом  $h\nu > E_g$ , а пленка металла достаточно тонкая, то свет большей частью проходит через нее и генерирует электронно-дырочные пары в полупроводнике. При обратной засветке также возможно возбуждение электронов в металле с энергией, достаточной для преодоления потенциального барьера, т. е. с  $h\nu > q\phi_b$ . Однако при  $h\nu > E_g$  свет будет сильно поглощаться вблизи тыловой поверхности полупроводника и вероятность того, что сгенерированные здесь электронно-дырочные пары достигнут границы раздела "металл-полупроводник", очень мала.

Управлять положением спектра фоточувствительности можно изменением состава твердого раствора, образующего барьер Шотки с Au. Для демонстрации этой возможности была создана структура на основе эпитаксиального слоя AlGaIn с долей AlN 0.06. Для такой структуры получен

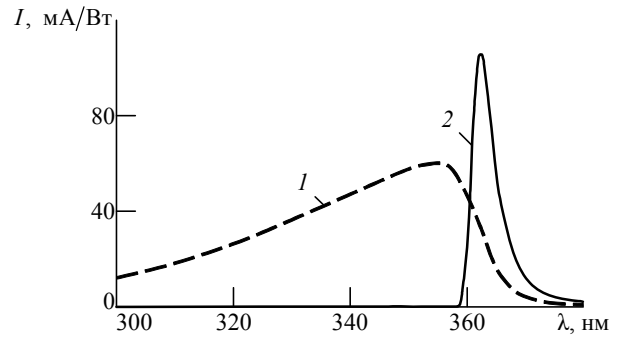


Рис. 3

диапазон фоточувствительности при освещении со стороны металла от 200 до 380 нм с максимумом при 355 нм и полушириной 40 нм (1 – рис. 3). При освещении образца со стороны подложки спектр фоточувствительности существенно сужается (358...378 нм), так как слой твердого раствора выступает в качестве широкозонного окна. Максимум наблюдается при длине волны 362 нм. Полуширина спектральной линии в таком случае будет составлять 5 нм (2 – рис. 3).

Независимость в управлении границами чувствительности была достигнута за счет добавления в структуру эпитаксиального слоя более узкозонного полупроводника GaN. При этом он по-прежнему выполняет для барьера Шотки роль широкозонного окна, смещая коротковолновую границу фоточувствительности на длину волны около 360 нм (2 – рис. 4).

Длинноволновая граница определяется высотой потенциального барьера контакта Au-AlGaIn с долей AlN 0.1. Диапазон спектра фоточувствительности лежит в пределах от 200 до 375 нм при освещении образца со стороны металла и от 361 до 375 нм при освещении со стороны подложки. При освещении образца со стороны металла на характеристике фоточувствительности также наблюдаются два максимума при длинах волн 347 и 353 нм (1 – рис. 4). Полуширина спектральной линии в этом случае составляет 30 нм. При освещении

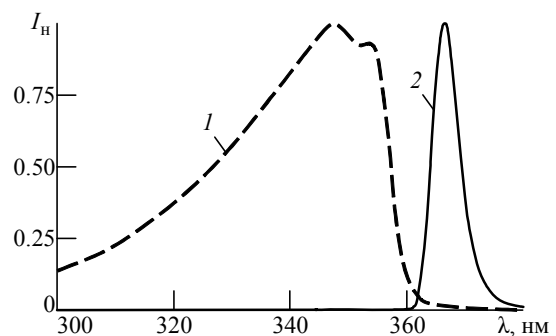


Рис. 4



| Параметр  | Тип структуры                              |  |  |
|---|--|--|--|
|   | Au-Al <sub>0,06</sub> Ga <sub>0,94</sub> N | Au-Al <sub>0,1</sub> Ga <sub>0,9</sub> N/GaN | Au-Al <sub>0,1</sub> Ga <sub>0,9</sub> N |
| $\lambda_{\max}$ при освещении со стороны металла, нм               | 355  | 347, 353                                     | 346, 353                                 |
| $\lambda_{\max}$ при освещении со стороны подложки, нм              | 362  | 366  | 355                                      |
| Полуширина спектральной линии при освещении со стороны металла, нм  | 40   | 30   | 30                                       |
| Полуширина спектральной линии при освещении со стороны подложки, нм | 5  | 5  | 6  |
| Диапазон чувствительности при освещении со стороны металла, нм      | 200...380                                  | 200...375                                    | 200...375                                |
| Диапазон чувствительности при освещении со стороны подложки, нм     | 358...378                                  | 361...375                                    | 350...375                                |

жении образца со стороны подложки, наблюдается селективный спектр fotocувствительности с максимумом при длине волны 366 нм (2 – рис. 4). Полуширина спектральной линии равна 5 нм.

Основные параметры образцов с барьерами Шотки из Au и различными составами, исследованными в работе (максимум fotocувствительности, полуширина спектральной линии, диапазон fotocувствительности образцов), сведены в таблицу.

В процессе описанной работы созданы и исследованы селективные fotocувствительные структуры на основе твердого раствора AlGaN. При использовании структуры с верхним эпитаксиальным слоем AlGaN с долей AlN 0.1, образующего барьер Шотки с Au, создан селективный фотодиод с максимумом fotocувствительности при 355 нм и полушириной 6 нм. Уменьшение доли AlN в твердом растворе AlGaN до 0.06 сместило

максимум fotocувствительности селективного приемника на длину волны 362 нм, уменьшив полуширину до 5 нм. Добавление в структуру Au-Al<sub>0,1</sub>Ga<sub>0,9</sub>N дополнительного слоя GaN, выполняющего роль широкозонного окна, сместило максимум чувствительности на длину волны 366 нм. Показано, что, изменяя состав твердого раствора, выполняющего роль широкозонного окна, можно изменять диапазон fotocувствительности в коротковолновой области спектра. Таким образом, продемонстрирована возможность управления селективностью чувствительности структур на основе Au-AlGaN и получены селективные фотоприемники со следующими параметрами: полуширина спектральной характеристики 5...6 нм, диапазон fotocувствительности 351...373 нм с максимумами при 355, 362 и 366 нм и чувствительностью до 140 мА/Вт.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Future of Al<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>N Materials and Device Technology for Ultraviolet Photodetectors / P. Kung, A. Yasan, R. McClintock, S. Darvish, K. Mi, M. Razeghi et al. // Proc. SPIE. 2002. № 4650. P. 199–206.
2. Высокоэффективные приборы на основе барьера Шотки металл-AlGaN / Б. В. Калинин, И. А. Ламкин, Е. А. Менькович, С. А. Тарасов // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2012. № 5. С. 24–30.
3. Lamkin I., Tarasov S. Ultraviolet Photodiodes Based on Algan Solid Solutions // J. of Physics: Conference Series. 2013. Vol. 461. P. 012025(1–4).
4. Ulmer M., Razeghi M., Bigan E. Ultra-Violet Detectors for Astrophysics // Proc. SPIE. 1995. № 2397: Present and Future. P. 210–216.
5. Research of the Solar-Blind and Visible-Blind Photodetectors, based on the Algan Solid Solutions / I. A. Lamkin, S. A. Tarasov, A. A. Petrov, E. A. Menkovixh, A. B. Solomonov, S. Yu. Kurin // J. of Physics: Conference Series. 2014. Vol. 572. P. 012063(1–6).
6. Menkovich E. A., Tarasov S. A., Lamkin I. A. Luminescence of Nanostructures Based on Semiconductor Nitrides // Functional Materials. 2012. Vol. 19, № 2. P. 233–237.
7. Ламкин И. А., Менькович Е. А., Тарасов С. А. Ультрафиолетовые фотодиоды на основе контактов металл – твердые растворы нитридов галлия и алюминия // Науч.-техн. ведомости СПбГПУ. Физ.-мат. науки. 2012. № 3. С. 28–31.
8. Low-Frequency Noise in Al<sub>0,4</sub>Ga<sub>0,6</sub>N-Based Schottky Barrier Photodetectors / S. L. Romyantsev, N. Pala, M. S. Shur, R. Gaska, M. E. Levinshtein, V. Adivarahan, J. Yang, G. Simin, M. Asif Khan // Applied Physics Letters. 2001. № 79 (6). P. 866–858.
9. Ламкин И. А., Тарасов С. А., Феоктистов А. О. Оптимизация технологии получения омических контактов к эпитаксиальным слоям p-GaN // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2011. № 5. С. 14–17.
10. Оптимизация параметров контактов металл-твердые растворы AlGaN как основы фотодетекторов для ультрафиолетового диапазона спектра / И. А. Ламкин, С. А. Тарасов, Е. А. Менькович, А. А. Петров // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2013. Вып. 5. С. 80–84.

S. A. Tarasov, I. A. Lamkin, A. S. Evseenkov, I. I. Mikhailov, A. V. Solomonov  
*Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"*

### **Selective Photosensitive Structures Based On Au-Algan Schottky Barrier**

*Created and studied selective photosensitive structures based on Au-AlGa<sub>N</sub> Schottky barrier for the ultraviolet range of the spectrum. The methods of spectrum management photosensitivity by the use of the wide windows and the effects of over-barrier transport structures Au-AlGa<sub>N</sub>. Photodiodes obtained with a half-width of the spectrum of photosensitivity 5...6 nm wavelengths 351...373 nm and a sensitivity of 140 mA/W.*

Photodiode, AlGa<sub>N</sub>, ultraviolet range, Schottky barrier

Статья поступила в редакцию 22 января 2016 г.



## Наши авторы

### *Арзуманян Айк Геворгович*

Магистр (2013) по направлению "Радиотехника и связь", аспирант кафедры радиоустройств факультета радиотехники и системы связи Национального политехнического университета Армении, инженер компании "OLYMP Engineering" (партнер компании "National Instruments"). Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – радиосистемы (SDR); цифровая обработка сигналов.  
Тел.: +374 (55) 993-332.  
E-mail: hayk.arzumanyan@gmail.com

### *Белявский Павел Юрьевич*

Кандидат физико-математических наук (2008), инженер кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – разработка приборов и устройств для обработки СВЧ-сигнала на основе ферритов и сегнетоэлектриков.  
Тел.: +7 (921) 313-64-25.  
E-mail: pbeliavskiy@gmail.com

### *Гагарин Александр Геннадиевич*

Кандидат технических наук (2007), доцент кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 20 научных работ. Сфера научных интересов – СВЧ-микродиагностика; исследование сегнетоэлектрических материалов.  
Тел.: 8 (812) 234-99-83.  
E-mail: gagarinaleksandr@yandex.ru

### *Головков Владимир Алексеевич*

Кандидат технических наук (1982), доцент (2009), старший научный сотрудник ОАО НИИ ОЭП, г. Сосновый Бор. Автор 60 научных работ. Сфера научных интересов – обработка сигналов, в частности в оптико-электронных системах.  
Тел.: 8 (921) 405-88-18.  
E-mail: golovkov\_ggg@mail.ru

### *Голубков Александр Михайлович*

Магистр техники и технологии (2009) по направлению "Прикладная математика и информатика", аспирант кафедры математического обеспечения и применения ЭВМ Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор шести научных работ. Сфера научных интересов – вейвлет-анализ; спектральный анализ; моделирование в MATLAB.  
Тел.: +7 (921) 799-49-19.  
E-mail: alexgol92@mail.ru

### *Гомцян Оганес Авакович*

Кандидат технических наук (1984), доцент (1986), заведующий кафедрой радиоустройств Национального политехнического университета Армении. Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – радиотехника; системы связи.  
Тел.: +374 (93) 538-540.  
E-mail: rygrig@seua.am

### *Евсеев Антон Сергеевич*

Магистр (2014) по направлению "Электроника и наноэлектроника", ассистент кафедры микро- и наноэлектроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – физика и оптика полупроводников; метод Монте-Карло; светодиоды и приборы на их основе.  
Тел.: 8 (812) 234-31-64.  
E-mail: as.evseenkov@gmail.com

### *Елохин Антон Вадимович*

Магистр (2015) по направлению "Фундаментальная информатика и информационные технологии", аспирант кафедры бионики и статистической радиофизики Нижегородского государственного университета им. Н. И. Лобачевского. Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – обработка сигналов в системах цифровой связи; оценивание канала связи; численное моделирование систем связи.  
Тел.: 8 (831) 465-61-51.  
E-mail: anton.elokhin@wcc.unn.ru

### *Ермолаев Виктор Тимофеевич*

Доктор технических наук (1996), профессор (2005) кафедры бионики и статистической радиофизики Нижегородского государственного университета им. Н. И. Лобачевского. Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – адаптивная обработка сигналов в системах связи и локации; беспроводные системы связи.  
Тел.: 8 (831) 465-61-51.  
E-mail: ermolaev@rf.unn.ru

### *Заржецкая Наталья Викторовна*

Инженер-системотехник (1988, Новосибирский электротехнический институт), старший преподаватель кафедры специальных устройств и технологий Сибирского государственного университета геосистем и технологий. Автор 12 научных работ. Сфера научных интересов – радиотехника; радиотехнические измерения; автоматическое управление.  
Тел.: 8 (383) 361-07-31.  
E-mail: zarjetskaya@yandex.ru

*Зубко Светлана Петровна*

Кандидат физико-математических наук (1999), доцент (2005) кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 40 научных работ. Сфера научных интересов – физика и применение сегнетоэлектрических материалов.  
Тел.: 8 (812) 234-99-83.  
E-mail: spzubko@gmail.com

*Каплун Дмитрий Ильич*

Кандидат технических наук (2009), доцент кафедры автоматизации и процессов управления Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов; радиоэлектроника.  
Тел.: +7 (921) 655-04-70.  
E-mail: mitya\_kapl@front.ru

*Клионский Дмитрий Михайлович*

Кандидат технических наук (2013), доцент кафедры математического обеспечения и применения ЭВМ Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – вейвлет-анализ; спектральный анализ; моделирование в MATLAB.  
Тел.: +7 (911) 950-13-83.  
E-mail: klio2003@list.ru

*Косымов Олимджон Додоевич*

Бакалавр по направлению "Фундаментальная информатика и информационные технологии" (2015), магистрант 1-го года обучения по кафедре бионики и статистической радиофизики Нижегородского государственного университета им. Н. И. Лобачевского. Сфера научных интересов – обработка сигналов в системах цифровой связи; помехоустойчивое кодирование и алгоритмы демодуляции; численное моделирование систем связи.  
Тел.: 8 (831) 465-61-51.  
E-mail: olimjon.kosymov@wcc.unn.ru

*Куприянов Михаил Степанович*

Доктор технических наук (1988), профессор (1991), заведующий кафедрой вычислительной техники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), заслуженный работник Высшей школы РФ (2012). Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – теория и практическая реализация вычислительных технологий и компьютерных систем; интеллектуальные методы и средства поддержания высокой работоспособности информационных систем; распределенные системы и технологии; микропроцессорные технологии; цифровая обработка сигналов; интеллектуальные технологии.  
Тел.: +7 (921) 952-06-42.  
E-mail: mikhail.kupriyanov@gmail.com

*Ламкин Иван Анатольевич*

Магистр (2010) по специальности "Микроэлектроника и твердотельная электроника", младший научный сотрудник кафедры микро- и нанoeлектроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 26 научных работ. Сфера научных интересов – физика и оптика полупроводников; контакты металл-полупроводник; вакуумная технология.  
Тел.: 8 (812) 234-31-64.  
E-mail: ialamkin@mail.ru

*Медведева Наталья Юрьевна*

Кандидат физико-математических наук (2009), доцент кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – моделирование свойств диэлектрических материалов.  
Тел.: 8 (812) 234-99-83.  
E-mail: nyumedvedeva@mail.ru

*Милащенко Егор Александрович*

Магистр (2013) техники и технологии по направлению "Радиотехника", аспирант кафедры радиоэлектронных и телекоммуникационных систем Уральского федерального университета им. первого Президента России Б. Н. Ельцина, инженер-конструктор АО «ОКБ "Новатор"» (АО «Концерн ВКО "Алмаз-Антей"»). Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – повышение помехозащищенности радиоэлектронных систем.  
Тел.: 8 (912) 043-29-52.  
E-mail: mea\_mail@mail.ru

*Михайлов Иван Игоревич*

Магистр-инженер (2013) по направлению "Электроника и нанoeлектроника", аспирант кафедры микро- и нанoeлектроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор семи научных публикаций. Сфера научных интересов – физика и оптика полупроводников; коллоидные квантовые точки; органические светоизлучающие структуры.  
Тел.: 8 (812) 234-31-64.  
E-mail: iimihalov@gmail.com

*Плотников Виктор Валерьевич*

Инженер по специальности "Физическая электроника" (2011, Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики), аспирант кафедры физики указанного университета. Автор 19 научных работ. Сфера научных интересов – явления переноса в пленках диэлектриков; физика газового разряда.  
Тел.: +7 (921) 589-19-70.  
E-mail: bauhaus.1919.bela.lugosi@gmail.com

*Савелькаев Сергей Викторович*

Доктор технических наук (2007), профессор (2007) кафедры специальных устройств и техноло-

гий Сибирского государственного университета геосистем и технологий. Автор 90 научных работ. Сфера научных интересов – радиотехника; радиотехнические измерения; механика.

Тел.: 8 (383) 361-07-31.

E-mail: sergei.savelkaev@yandex.ru

*Севоян Орбел Жирайрович*

Кандидат технических наук (2009), генеральный директор компании "OLYMP Engineering" (партнер компании "National Instruments"). Автор более 10 научных работ. Сфера научных интересов – радиосистемы; цифровая обработка сигналов.

Тел.: +374 (93) 688-597.

E-mail: orbel.sevoyan@gmail.com

*Серебрякова Дарья Павловна*

Магистр (2014) по направлению "Фундаментальная информатика и информационные технологии", аспирантка кафедры бионики и статистической радиофизики Нижегородского государственного университета им. Н. И. Лобачевского. Автор восьми научных публикаций. Сфера научных интересов: обработка сигналов в системах цифровой связи; синхронизация в системах цифровой связи; численное моделирование систем связи.

Тел.: 8 (831) 465-61-51.

E-mail: daria.bobkova@wcc.unn.ru

*Соломонов Александр Васильевич*

Доктор физико-математических наук (1999), профессор (2000) кафедры микро- и нанoeлектроники, декан (2003) факультета электроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 42 научных публикаций. Сфера научных интересов – нанoeлектроника и фотоника.

Тел.: 8 (812) 234-40-63.

E-mail: AVSolomonov@inbox.ru

*Тарасов Сергей Анатольевич*

Кандидат физико-математических наук (2001), доцент (2005) кафедры микро- и нанoeлектроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 63 научных работ. Сфера научных интересов – физика и оптика полупроводников; светоизлучающие и фоточувствительные приборы на основе полупроводников A<sup>3</sup>B<sup>5</sup>.

Тел.: 8 (812) 234-31-64.

E-mail: SATarasov@mail.ru

*Тираспольский Сергей Александрович*

Магистр (2011) по направлению "Радиофизика", научный сотрудник кафедры бионики и статистической радиофизики Нижегородского государственного университета им. Н. И. Лобачевского. Автор 15 научных работ. Сфера научных интересов – обработка сигналов в MIMO-OFDM-системах связи; численное моделирование современных систем и каналов связи.

Тел.: 8 (831) 465-61-51.

E-mail: sergey.tiraspolksky@wcc.unn.ru

*Флакман Александр Григорьевич*

Доктор физико-математических наук (2004), профессор (2011) кафедры бионики и статистической радиофизики Нижегородского государственного университета им. Н. И. Лобачевского. Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов в современных системах беспроводной и мобильной связи.

Тел.: 8 (831) 465-61-51.

E-mail: flak2402@gmail.com

*Французов Алексей Дмитриевич*

Кандидат технических наук (1970), доцент (1973), почетный радист России (2003), главный специалист ООО «НПП "Цифровые радиотехнические системы"». Автор более 130 научных работ. Сфера научных интересов – антенно-фидерные системы летательных аппаратов; фазированные антенные решетки; антенные системы для сверхширокополосных короткоимпульсных сигналов.

Тел.: 8 (905) 262-17-76.

E-mail: alexeyfrontsuzov@mail.ru

*Язовский Александр Афанасьевич*

Кандидат технических наук (1987), доцент (1996) кафедры радиоэлектронных и телекоммуникационных систем Уральского федерального университета им. первого Президента России Б. Н. Ельцина. Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – повышение помехозащищенности радиоэлектронных систем; адаптивные нелинейные системы и устройства; цифровая обработка речи, сигналов и изображений; идентификация и моделирование систем; распознавание образов; сжатие и кодирование информации; разработка систем и устройств на цифровых сигнальных процессорах и микроконтроллерах.

Тел.: 8 (922) 138-22-73.

E-mail: jazovsky@mail.ru

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

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

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

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

### Правила оформления текста

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

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

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

Распечатка подписывается всеми авторами.

#### *Элементы заглавия публикуемого материала*

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

Каждый элемент заглавия приводится с новой строки.

#### *Основной текст*

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

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

#### *Список литературы*

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

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

Ссылки на неопубликованные и нетиражированные работы не допускаются.

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

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

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

#### *Элементы заглавия на английском языке*

Элементы включают:

1. Перечень авторов – Ф. И. О. автора (-ов) полностью, разделенные запятыми. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; не отрывать инициалы от фамилии.

2. Место работы авторов. Необходимо убедиться в корректном (согласно уставу организации) написании ее названия на английском языке. Перевод названия возможен лишь при отсутствии англоязычного названия в уставе. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, а затем список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.

3. Название статьи (перевод названия, указанного перед текстом).

4. Резюме (abstract) статьи объемом до 0.5 с., кратко излагающее постановку задачи, примененные методы ее решения, полученные результаты. Допустимы ссылки на рисунки и таблицы, приведенные в основном тексте.

5. Аннотация (перевод аннотации, указанной перед текстом).

6. Ключевые слова (перевод списка ключевых слов, указанного перед текстом).

Каждый элемент заглавия приводится с новой строки.

#### *Верстка формул*

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

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

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

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

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

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

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

#### *Верстка рисунков*

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

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

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

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

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

Следует стремиться к горизонтальному размеру рисунка, равному 16.5 или 7.9 см (в первом случае рисунок будет заверстан в разрез текста, во втором – в оборку).

Буквенные обозначения фрагментов рисунка (шрифт "Times New Roman", курсив, 9 pt) ставятся под фрагментом перед нумерационным заголовком; в тексте ссылка на фрагмент ставится после нумерационного заголовка через запятую (например, рис. 1, а).

Рисунок размещается в ближайшем возможном месте после первого упоминания его или его первого фрагмента в тексте. Первая ссылка на рисунок приводится, например, как (рис. 3), последующие – как (см. рис. 3).

Основные линии на рисунках (границы блоков и соединительные линии на схемах, линии графиков) имеют толщину 1 pt, вспомогательные (выноски, оси, размерные линии) – 0.6 pt.

При формировании рисунка, представляющего собой схему, следует придерживаться требований ГОСТ, ЕСКД, ЕСПД (в частности, недопустимо использовать условные графические обозначения, соответствующие стандартам США и Европы, но не совпадающие с предусмотренными ГОСТ).

На рисунках, представляющих собой графики зависимостей, не следует делать размерную сетку, следует дать лишь засечки на осях, причем все засечки должны быть оцифрованы (т. е. всем засечкам должны соответствовать определенные числовые значения).

Если оси на рисунках оцифрованы, то они завершаются на позиции очередной засечки, где засечка не ставится, а вместо числовых значений даются обозначение переменной и (через запятую) единица измерения. Если оси не оцифровываются, то они завершаются стрелками, рядом с которыми даются обозначения переменных без единиц измерения.

Длины и шаг засечек следует устанавливать таким образом, чтобы на рисунке не было пустых областей, т. е. каждая засечка должна оцифровывать хотя бы некоторые точки одной из приведенных кривых.

Все текстовые фрагменты и обозначения на рисунке даются гарнитурой "Times New Roman" размером 9 pt с одинарным межстрочным интервалом; цифровые обозначения, буквенные обозначения фрагментов и нумерационный заголовок выделяются курсивом.

При необходимости в отдельных текстовых полях на рисунке могут помещаться обозначения и тексты, сформированные в редакторе формул; при этом следует использовать следующие установки редактора: размеры – "полный" 9 pt, "подстрочный" 7 pt, "под-подстрочный" 5.5 pt, "символ" 13 pt, "подсимвол" 11 pt.

Ссылки на обозначения на рисунке в основном тексте даются тем же начертанием (прямым или курсивным), как и на рисунке, но с размером шрифта 10.5 pt, соответствующим размеру основного текста.

#### *Верстка таблиц*

Текст в таблицах печатается через одинарный интервал, шрифтом "Times New Roman"; основной текст 9 pt, индексы 7 pt, подындексы 5.5 pt.

Таблица состоит из следующих элементов: нумерационного и тематического заголовков; головки (заголовочной части), включающей заголовки граф (объясняют значение данных в графах); боковика (первой слева графы) и прографки (остальных граф таблицы).

Нумерационный заголовок содержит слово "Таблица" и ее номер арабскими цифрами (без знака номера перед ними, без точки на конце; выравнивается по правому полю таблицы и выделяется светлым курсивом). На следующей строке дается тематический заголовок (выравнивается по центральному полю таблицы и выделяется жирным прямым; после него точка не ставится). Ссылка в тексте на таблицу дается аналогично ссылке на рисунок. Нумерация таблиц – сквозная в пределах статьи. Если таблица единственная, нумерационный заголовок не дается, а ссылка в тексте приводится по типу "см. таблицу".

Над продолжением таблицы на новой странице ставится заголовок "Продолжение табл. 5" (если таблица на данной странице не оканчивается) или "Окончание табл. 5" (если таблица на данной странице оканчивается). Если таблица продолжается на одной или на нескольких последующих страницах, то ее головка должна быть повторена на каждой странице.

Ни один элемент таблицы не должен оставаться пустым.



Заголовки пишут в именительном падеже единственного или множественного числа без произвольного сокращения слов (допустимы только общепринятые сокращения всех видов: графические сокращения, буквенные аббревиатуры и сложносокращенные слова). Множественное число ставится только тогда, когда среди текстовых показателей графы есть показатели, стоящие во множественном числе.

В одноярусной головке все заголовки пишутся с прописной буквы. В двух- и многоярусных головках заголовки верхнего яруса пишутся с прописной буквы; заголовки второго, третьего и т. д. ярусов – с прописной буквы, если они грамматически не подчинены стоящему над ними заголовку верхнего яруса, и со строчной, если они грамматически подчинены ему.

#### **Сведения об авторах**

Включают для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), почетные звания (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (не более 5–6 строк), название организации, должность, служебный и домашний адреса, служебный и домашний телефоны, адрес электронной почты, при наличии – факс. Если ученых и/или академических степеней и званий нет, то следует указать место получения высшего образования, год окончания вуза и специальность. В справке следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

#### **Перечень основных тематических направлений журнала**

Тематика журнала соответствует группам специальностей научных работников 05.12.00 – "Радиотехника и связь", 05.27.00 – "Электроника" и 05.11.00 – "Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы" (в редакции приказа ВАК от 10.01.2012 № 5) и представляется следующими основными рубриками:

"Радиотехника и связь":

- Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов;
- Проектирование и технология радиоэлектронных средств;
- Телевидение и обработка изображений;
- Электродинамика, микроволновая техника, антенны;
- Системы, сети и устройства телекоммуникаций;
- Радиолокация и радионавигация;

"Электроника":

- Микро- и нанoeлектроника;
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника;
- Радиофотоника;
- Электроника СВЧ;

"Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы":

- Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн;
- Метрология и информационно-измерительные приборы и системы;
- Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий.

Рукописи аспирантов публикуются бесплатно.

Адрес редакционного совета: 197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5, СПбГЭТУ "ЛЭТИ", Издательство.  
Технические вопросы можно выяснить по адресу [radioelectronic@yandex.ru](mailto:radioelectronic@yandex.ru)



13-я Международная конференция  
"ТЕЛЕВИДЕНИЕ:  
ПЕРЕДАЧА И ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ"

---

**Конференция состоится 29–30 июня 2016 г.**

в Санкт-Петербургском государственном электротехническом университете "ЛЭТИ"  
им. В. И. Ульянова (Ленина).

В работе конференции примут участие предприятия, фирмы, научно-исследовательские и проектные институты, учебные заведения, ученые и специалисты, занимающиеся разработкой, производством, эксплуатацией и распространением радиоэлектронного оборудования.

**Предполагается рассмотреть вопросы:**

1. Цифровое телевизионное вещание.
2. Телевидение высокой четкости.
3. Формирование сигналов телевизионных изображений.
4. Обработка сигналов телевизионных изображений.
5. Сжатие и кодирование сигналов изображений.
6. Телевидение нового качества (стерео-, многокурсное, 3D).
7. Измерения и оценка качества изображений.
8. Системы видеонаблюдения.
9. Телевизионные системы специального назначения.
10. История телевидения.

Сборник трудов конференции будет издан как специальный выпуск журнала «Вопросы радиоэлектроники. Серия "Техника телевидения"», *рекомендуемого ВАК*.

Материалы для включения в программу конференции и опубликования необходимо представить в Оргкомитет **не позднее 30 мая 2016 г.**

Рабочие языки конференции – русский, английский.

Материалы представляются готовыми к публикации только в электронном виде по электронной почте по адресу [tvconference@gmail.com](mailto:tvconference@gmail.com).

Правила подачи заявок на участие в конференции, образцы необходимых документов, а также все данные по организационным взносам указаны на официальном сайте конференции [www.tv-conference.ru](http://www.tv-conference.ru).

Контакты СПбГЭТУ "ЛЭТИ":

Почтовый адрес: 197376, Санкт-Петербург, ул. Профессора Попова, д. 5.

Телефоны: +7 (812) 346-47-84; +7 (911) 291-34-40.

# **V Всероссийская научно-техническая конференция "Электроника и микроэлектроника СВЧ"**

**Конференция будет проходить с 30 мая по 2 июня 2016 г. в Санкт-Петербурге**

**Научная программа предполагает проведение пленарных докладов (до 30 мин.), секционных докладов (до 15 мин.), оригинальных сообщений (до 12 мин.) и стендовых докладов по следующим основным направлениям:**

1. Физические явления в материалах электроники и микроэлектроники СВЧ.
2. Материалы электроники и микроэлектроники СВЧ и методы их получения.
3. Элементы, приборы и устройства электроники и микроэлектроники СВЧ.
4. Моделирование элементов, приборов и устройств СВЧ-электроники.
5. Антенны и фазированные антенные решетки.
6. Измерения на СВЧ.
7. Междисциплинарные исследования, в частности в области радиофотоники.

**Регистрация докладчиков будет проходить с 11 января по 15 марта 2016 г.**

Доклады, присланные для включения в сборник трудов конференции, будут проиндексированы Российским индексом научного цитирования (РИНЦ)

**На конференции будет представлен широкий спектр оборудования "Rohde and Schwarz".**  
Возможно проведение измерений параметров устройств, предоставленных участниками конференции.

**Рабочий язык конференции – русский.**

## **Организаторы конференции:**

Министерство образования и науки РФ,  
Российский фонд фундаментальных исследований,  
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина),  
ОАО «НПП "Исток" им. А. И. Шокина»,  
Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики

**Подробная информация на сайте конференции <http://www.mwelectronics.ru/>**

Редакционная коллегия приносит свои извинения за допущенные в «Известиях вузов России. Радиоэлектроника» вып. 6 за 2015 г. ошибки:

|                                    | <i>напечатано:</i> | <i>следует читать:</i> |
|------------------------------------|--------------------|------------------------|
| на с. 1, 2-я колонка, 20-я строка  | Осадчий            | Осадченко              |
| на с. 34, 2-я строка и копирайт    | Осадчий            | Осадченко              |
| на с. 40, 32-я строка              | Osadchy            | Osadchenko             |
| на с. 56, 20-я строка              | Осадчий            | Осадченко              |
| на с. 58, 41-я строка              | Осадчий            | Осадченко              |
| на с. 59, 2-я колонка, 40-я строка | Осадчий            | Осадченко              |