



**Редакционный совет**

Председатель совета

**В. М. Кутузов**

Заместитель председателя,  
главный редактор

**В. Н. Малышев**

Ответственный секретарь

**В. А. Мейев**

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

**Редакционная коллегия**

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

**СОДЕРЖАНИЕ**

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

**Амплиев А. Е., Румянцев К. Е.** Вероятностные характеристики двухканального обнаружителя с инерционным однофотонным фотоэмиссионным прибором ..... 3  
**Ахметсафина Р. З.** Цифровой компенсатор нелинейных искажений громкоговорителя на инверсной модели Гаммерштейна ..... 6  
**Волков Р. А.** Оптимальный алгоритм оценивания координатно-информативных параметров MSK-сигналов пакетных радиосетей с неизвестным законом первичной модуляции на основе нелинейной чирплет-аппроксимации..... 12

**Электродинамика,  
микроволновая техника, антенны**

**Балландович С. В., Любина Л. М., Одинцов А. Ю., Сугак М. И.** Предельная добротность электрически малых антенн, вписанных в цилиндр и эллипсоид ..... 23

**Радиолокация и радионавигация**

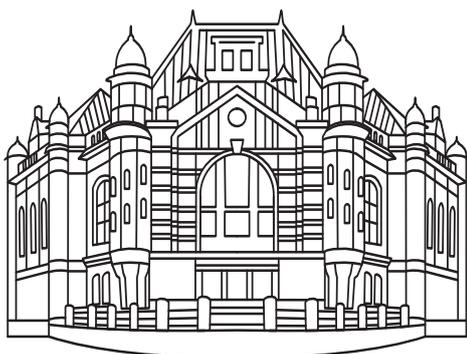
**Шишанов С. В.** Способ устранения неоднозначности измерения координат в многоцелевой обстановке для многопозиционной сверхширокополосной РЛС..... 30  
**Кваснов А. В.** Метод отождествления радиоизлучающих целей пространственно-разнесенными пассивными радиоэлектронными станциями на основе t-критерия Стьюдента ..... 35  
**Соколов А. И., Юрченко Ю. С.** Использование пространственной информации при комплексировании инерциальных и радиотехнических систем летательных аппаратов ..... 41  
**Миронов О. С.** Режим высокой частоты повторения импульсов в сверхширокополосной радиолокации..... 47

**Микро- и наноэлектроника**

**Летавин Д. А., Чечеткин В. А., Мительман Ю. Е.** Метод уменьшения размеров микрополосковых мостовых устройств..... 52

**Квантовая, твердотельная,  
плазменная и вакуумная электроника**

**Афанасьев В. П., Васильев А. В.** Спектры фотопроводимости пленок аморфного гидрогенизированного кремния с нанокристаллическими включениями..... 57



## 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)

## Электроника СВЧ

- Тумаркин А. В., Разумов С. В., Гагарин А. Г., Чернявский А. М., Ялымов Н. А., Злыгостов М. В., Потешкина А. А., Уваренкова Ю. А., Иванова В. И.** Структура и свойства тонких пленок титаната-цирконата бария и титаната-станната бария для сверхвысокочастотных применений ..... 61
- Одинец А. А., Тумаркин А. В.** Доменный эпитаксиальный рост сегнетоэлектрических пленок титаната бария–стронция на сапфире ..... 65

## Метрология и информационно-измерительные приборы и системы

- Адоньев О. А., Котов Д. В., Плутешко А. В., Блинные А. А., Зайцев А. В., Маслов П. В.** Методика измерений X-параметров мощного СВЧ-усилителя S-диапазона ..... 69

## Редакционный отдел

- Наши авторы ..... 73
- Требования к оформлению статей, предлагаемых для публикации в журнале "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника" ..... 76

**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 30.11.16.  
Формат 60 × 84 1/8. Бумага офсетная.  
Печать цифровая. Гарнитура «Times New Roman».  
Уч.-изд. л. 10,27. Усл.-печ. л. 10,0.  
Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.). Заказ 134.

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



УДК 621.396.624

А. Е. Амплиев, К. Е. Румянцев  
Южный федеральный университет (Таганрог)

## Вероятностные характеристики двухканального обнаружителя с инерционным однофотонным фотоэмиссионным прибором<sup>1</sup>

*Получены аналитические выражения для расчета вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги двухканального инерционного обнаружителя импульсного оптического излучения в режиме счета фотонов, содержащего приемный оптический комплекс из двух линзовых антенн и однофотонный фотоэмиссионный прибор.*

### Оптическое излучение, двухканальный обнаружитель, счет фотонов, вероятность правильного обнаружения, вероятность ложной тревоги

При размещении лазерных систем связи на мобильных аппаратах актуальна проблема снижения массы аппаратуры. Так, например, стоимость вывода в космос килограмма полезного груза исчисляется тысячами долларов.

Наибольший вклад в массу лазерной системы связи вносит оптическая антенна (ОА) [1]. Согласно [2] масса линзовой антенны пропорциональна четвертой степени ее диаметра. Исходя из этого, в [3] показано, что переход от комплекса с ОА к комплексу из двух линзовых ОА позволяет в два раза снизить его массу при фиксированной площади приема.

В лазерных системах дальней связи энергия принимаемого оптического излучения настолько мала, что фотоприемный канал работает в режиме счета фотонов, отдельно регистрируя каждый акт преобразования фотона в первичный электрон (фотоэлектрон – ФЭ). Этот режим характерен и для подсистемы вхождения в связь с мобильными аппаратами при осуществлении пространственного (или пространственно-временного) поиска и обнаружения сигналов корреспондента.

Вопросы обнаружения слабого оптического излучения в шумах рассмотрены в ряде монографий [4]–[6] и статей [7]–[9], причем анализ процессов регистрации производился в предположении, что фотоприемный канал в состоянии различить каждый пришедший фотон. Однако инерционности однофотонного фотоэмиссионного прибора (ОФЭП) и дискретного счетчика (ДС) приводят к наложе-

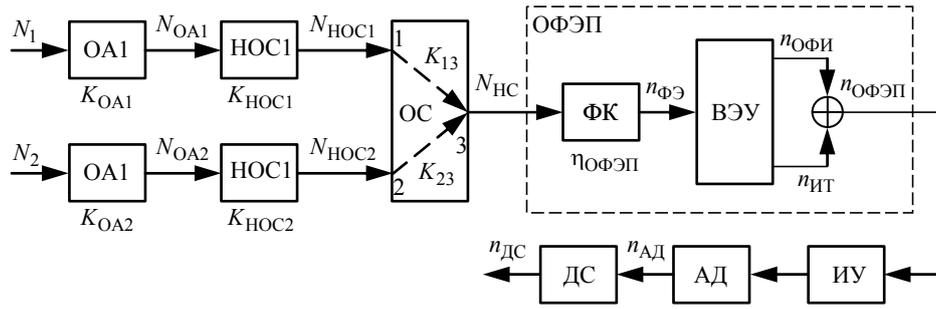
нию откликов на появление ФЭ (однофотонных импульсов – ОФИ), что сказывается на вероятностных характеристиках обнаружителя.

Целью представленного в настоящей статье исследования являлся сравнительный анализ эффективности систем с одно- и двухлинзовыми ОА и инерционным ОФЭП, получение аналитических выражений для расчета вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги.

Структура двухканальной системы с двумя ОА, оптическим сплиттером (ОС) и ОФЭП приведена на рисунке. Каждый оптический канал системы включает последовательно соединенные ОА и направляющую оптическую среду (НОС). В качестве НОС может быть использована зеркально-линзовая или волоконно-оптическая среда для подведения энергии от ОА к ОФЭП. Выход первого оптического канала подключен к первому порту ОС, а выход второго канала – к его второму порту. Третий, выходной, порт ОС соединен оптически с фотокатодом (ФК) ОФЭП. Генерированные ФК фотоэлектроны умножаются во вторичном электронном умножителе (ВЭУ). Выход ОФЭП через импульсный усилитель (ИУ) и амплитудный дискриминатор (АД) подключен к счетному входу ДС, выходной сигнал которого соответствует числу зарегистрированных ФЭ за время измерения.

Пусть на ОА1 и ОА2 за время измерения ( $\tau_{\text{изм}}$ ) поступает  $N_1$  и  $N_2$  фотонов соответ-

<sup>1</sup> Работа выполнена в рамках базовой части государственного задания № 213.01-11/2014-9.



венно, число которых подчинено закону Пуассона с математическими ожиданиями  $\bar{N}_1$  и  $\bar{N}_2$ . При коэффициентах передачи OA1 и OA2  $K_{OA1}$  и  $K_{OA2}$  соответственно число фотонов, прошедших через оптические антенны OA1 и OA2, найдем как

$$N_{OA1} = K_{OA1}N_1; \quad N_{OA2} = K_{OA2}N_2.$$

Число фотонов, прошедших через HOC1 и HOC2 с коэффициентами передачи  $K_{HOC1}$  и  $K_{HOC2}$  соответственно:

$$N_{HOC1} = K_{HOC1}N_{OA1}; \quad N_{HOC2} = K_{HOC2}N_{OA2}.$$

Средние числа фотонов, прошедших через OA и HOC за время измерения, определяются формулами

$$\bar{N}_{HOC1} = K_{OA1}K_{HOC1}\bar{N}_1;$$

$$\bar{N}_{HOC2} = K_{OA2}K_{HOC2}\bar{N}_2.$$

Согласно представленной на рисунке структуре обнаружителя потоки фотонов с HOC суммируются в ОС. Обозначив коэффициенты передачи оптического излучения между портами 1–3 и 2–3 ОС  $K_{13}$  и  $K_{23}$  соответственно, найдем число фотонов на порте 3 ОС:

$$N_{OC} = K_{13}N_{HOC1} + K_{23}N_{HOC2},$$

которое также распределено по закону Пуассона с математическим ожиданием

$$\bar{N}_{OC} = K_{13}\bar{N}_{HOC1} + K_{23}\bar{N}_{HOC2}.$$

В результате взаимодействия с фотокатодом ОФЭП поток фотонов преобразуется в поток ФЭ:

$$n_{ФЭ} = \eta_{ОФЭП}N_{OC},$$

где  $\eta_{ОФЭП}$  – квантовая эффективность фотокатода ОФЭП.

Количество сгенерированных ВЭУ в ОФЭП ОФИ ( $n_{ОФИ}$ ) за время измерения равно числу ФЭ ( $n_{ФЭ}$ ), причем математические ожидания их распределений совпадают:

$$\bar{n}_{ОФИ} = \bar{n}_{ФЭ} = \eta_{ОФЭП}\bar{N}_{OC}.$$

На выходе ОФЭП во время измерения будут, наряду с ОФИ, генерироваться импульсы темно-

вого тока (ИТ) количеством  $n_{ИТ}$  с математическим ожиданием  $\bar{n}_{ИТ}$ . Следовательно, среднее число генерируемых ОФЭП импульсов за время наблюдения составит  $\bar{n}_{ОФЭП} = \bar{n}_{ОФИ} + \bar{n}_{ИТ}$ .

Проанализируем ситуацию, когда площадь приема оптического излучения одинакова в одно- и двухканальной системах. Указанное условие эквивалентно предположению, что в одноканальной системе среднее число фотонов за время измерения  $\bar{N} = \bar{N}_1 + \bar{N}_2$ .

Сравнение процесса обработки потока фотонов в системах с одной и двумя OA показывает, что функциональная цепочка "ОФЭП–ИУ–АД–ДС" является для них общей. Как следствие, для одноканальной системы среднее число генерируемых ОФЭП за время измерения импульсов составит

$$\bar{n}_{ОФЭП} = \eta_{ОФЭП}K_{HOC}K_{OA}\bar{N} + \bar{n}_{ИТ}. \quad (1)$$

Пусть в одноканальной системе для коэффициента передачи OA выполняется условие

$$K_{OA} = K_{OA1} = K_{OA2},$$

а для коэффициента передачи HOC

$$K_{HOC} = K_{HOC1} = K_{HOC2}.$$

Тогда при  $K_{13} = K_{23} = 1$  среднее число генерируемых ОФЭП импульсов может быть также рассчитано по (1). Это показывает, что с точностью до коэффициентов передачи  $K_{13}$  и  $K_{23}$  оптического излучения между портами 1–3 и 2–3 ОС переход от одноканальной к двухканальной системе не улучшает вероятностных характеристик обнаружителя при сохранении неизменной площади приема.

Из-за инерционности ОФЭП возможно частичное наложение генерируемых импульсов [10]. Кроме того, из-за несовершенства ДС близко расположенные импульсы могут быть неразличимы [3]. Как следствие, число подсчитанных ДС импульсов ( $n_{АД}$ ) может не совпадать с количеством импульсов, генерируемых ОФЭП, причем  $n_{ОФЭП} \geq n_{АД}$ .

В [10] получено аналитическое выражение для расчета условной вероятности  $P\{n_{\text{ДС}}|n_{\text{ОФЭП}}\}$  регистрации  $n_{\text{ДС}}$  импульсов ДС при условии генерации  $n_{\text{ОФЭП}}$  импульсов ОФЭП:

$$P\{n_{\text{ДС}}|n_{\text{ОФЭП}}\} = \frac{(n_{\text{ОФЭП}} - 1)!}{(n_{\text{ОФЭП}} - n_{\text{ДС}})!(n_{\text{ДС}} - 1)!} \times \frac{n_{\text{ОФЭП}}!}{n_{\text{ДС}}!} \alpha^{n_{\text{ОФЭП}} - n_{\text{ДС}}} [1 - (n_{\text{ОФЭП}} - 1)\alpha]^{n_{\text{ДС}}},$$

где

$$\alpha = \frac{\Delta t_{\text{ОФЭП кр}}}{\tau_{\text{изм}}} + \frac{\Delta t_{\text{ДС кр}}}{\tau_{\text{изм}}}$$

– обобщенный параметр, причем  $\Delta t_{\text{ОФЭП кр}}$  – критическая величина временного разнесения моментов появления двух ФЭ, при которой отклики ОФЭП различимы АД;  $\Delta t_{\text{ДС кр}}$  – критический зазор между импульсами для их отдельной регистрации в ДС.

Решение об обнаружении сигнала принимается на основе сравнения числа подсчитанных в ДС за  $\tau_{\text{изм}}$  электрических импульсов  $n_{\text{ДС}}$  с пороговым уровнем  $n_{\text{пор}}$  в соответствии с решающим правилом:

- наличие сигнала:  $n_{\text{ДС}} \geq n_{\text{пор}}$ ;
- отсутствие сигнала:  $n_{\text{ДС}} < n_{\text{пор}}$ .

Пусть за длительность измерения в каналах двухканальной системы в среднем фиксируется  $\bar{N}_{\text{с1}}$ ,  $\bar{N}_{\text{с2}}$  сигнальных и  $\bar{N}_{\text{ф1}}$ ,  $\bar{N}_{\text{ф2}}$  фоновых фотонов, а в одноканальной системе регистрируется  $\bar{N}_{\text{с}}$  и  $\bar{N}_{\text{ф}}$  фотонов соответственно, причем  $\bar{N}_{\text{с1}} = \bar{N}_{\text{с2}} = \bar{N}_{\text{с}}/2$  и  $\bar{N}_{\text{ф1}} = \bar{N}_{\text{ф2}} = \bar{N}_{\text{ф}}/2$ . Тогда для двухканальной системы при проверке гипотезы о наличии сигнала принимается

$$\bar{n}_{\text{ОФЭПс}} = \eta_{\text{ОФЭП}} (K_{13}K_{\text{НОС1}}K_{\text{ОА1}} + K_{23}K_{\text{НОС2}}K_{\text{ОА2}}) (\bar{N}_{\text{с}} + \bar{N}_{\text{ф}}) / 2 + n_{\text{ИТ}}.$$

Напротив, при проверке альтернативы об отсутствии сигнала

$$\bar{n}_{\text{ОФЭПф}} = \eta_{\text{ОФЭП}} (K_{13}K_{\text{НОС1}}K_{\text{ОА1}} + K_{23}K_{\text{НОС2}}K_{\text{ОА2}}) \bar{N}_{\text{ф}} / 2 + n_{\text{ИТ}}.$$

Вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги (ЛТ) определяются следующим образом:

$$P_{\text{обн}} = \exp(-\bar{n}_{\text{ОФЭПс}} - \bar{n}_{\text{ОФЭПфон}} - \bar{n}_{\text{ИТ}}) \times \sum_{n_{\text{ОФЭП}}=n_{\text{пор}}}^{\infty} \left[ \frac{(\bar{n}_{\text{ОФЭПс}} + \bar{n}_{\text{ОФЭПфон}} + \bar{n}_{\text{ИТ}})^{n_{\text{ОФЭП}}}}{n_{\text{ОФЭП}}!} Y_{\text{П}} \right];$$

$$P_{\text{ЛТ}} = \exp(-\bar{n}_{\text{ОФЭПф}} - \bar{n}_{\text{ИТ}}) \times \sum_{n_{\text{ОФЭП}}=n_{\text{пор}}}^{\infty} \left[ \frac{(\bar{n}_{\text{ОФЭПф}} + \bar{n}_{\text{ИТ}})^{n_{\text{ОФЭП}}}}{n_{\text{ОФЭП}}!} Y_{\text{П}} \right].$$

Функция

$$Y_{\text{П}} = \sum_{n_{\text{ДС}}=n_{\text{пор}}}^{n_{\text{ОФЭП}}} P\{n_{\text{ДС}}|n_{\text{ОФЭП}}\}$$

учитывает возможность принятия решения о превышении порогового уровня  $n_{\text{ДС}} \geq n_{\text{пор}}$  даже при частичном пропуске импульсов ОФЭП ДС:  $n_{\text{ДС}} < n_{\text{ОФЭП}}$ . Входящие в сумму члены определяют вероятности формирования выходных импульсов ДС при различных пропусках импульсов ОФЭП. Например, при  $n_{\text{пор}} = 3$  и  $n_{\text{ОФЭП}} = 5$  слагаемые  $P\{3|5\}$ ,  $P\{4|5\}$  и  $P\{5|5\}$  определяют вероятности регистрации ДС 3, 4 и 5 импульсов при генерации ОФЭП 5 импульсов. В том случае, если  $P\{3|5\} > 0$ ,  $P\{4|5\} > 0$ , решение об обнаружении сигнала может быть принято, даже если из-за инерционности ОФЭП и неидеальности ДС будут утеряны один или два из пяти импульсов.

В настоящей статье проанализирован процесс обнаружения импульсного оптического излучения двухканальным однофотонным обнаружителем с инерционным фотоэмиссионным прибором в режиме счета фотонов. Получены аналитические выражения для расчета вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги обнаружителем с двумя линзовыми ОА. Доказано, что переход от комплекса с одной ОА к комплексу с двумя ОА не ухудшает вероятностные характеристики обнаружителя с ОФЭП при сохранении неизменной площади приема, гарантируя снижение массы приемного оптического линзового комплекса.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пратт В. К. Лазерные системы связи / пер. с англ. М.: Связь, 1972. 232 с.
2. Гальперин Д. Ю., Коршунова Л. И. Уменьшение веса оптической системы // Оптико-механическая промышленность. 1976. № 1. С. 20–22.
3. Румянцев К. Е., Амплиев А. Е. Достоверность однофотонной регистрации в двухканальной оптической системе // Изв. ЮФУ. Технические науки. 2012. № 4 (129). С. 74–79.
4. Гальярди Р. М., Карп Ш. Оптическая связь / пер. с англ.; под ред. А. Г. Шереметьева. М.: Связь, 1978. 424 с.
5. Бычков С. И., Румянцев К. Е. Поиск и обнаружение оптических сигналов / под ред. К. Е. Румянцева. М.: Радио и связь, 2000. 282 с.
6. Шереметьев А. Г. Статистическая теория лазерной связи. М.: Связь, 1971. 264 с.
7. Богданович В. А., Вострецов А. Г. Теория устойчивого обнаружения, различения и оценивания сигналов. М.: Физматлит, 2003. 320 с.
8. Румянцев К. Е. Методы регистрации потока однофотонных импульсов // Радиотехника. 1991. № 3. С. 75–81.
9. Румянцев К. Е., Суковатый А. Н. Методы селекции шумовых одноэлектронных импульсов: обзор // Радиотехника. 2004. № 6. С. 56–61.
10. Румянцев К. Е. Однофотонные регистраторы световых сигналов. Таганрог: Изд-во ТРТИ, 1991. 52 с.

А. Е. Ampliev, К. Е. Rummyantsev  
Southern Federal University (Taganrog)

### Probabilistic Characteristics of Two-Channel Detector with Single-Photon Photoemission Inertial Device

*The analytical expressions for calculation of probabilities of correct detection and false alarms are dual inertial detector of pulsed optical radiation in the photon counting mode, containing the receiving optical system of two lens antennas and single-photon photoemission device.*

Optical Radiation, Two-Channel Detector, Photon Counting, Probability of Correct Detection, Probability of False Alarm  
Статья поступила в редакцию 7 июня 2016 г.

---

УДК 621.391.832.4

Р. З. Ахметсафина  
Национальный исследовательский университет  
"Высшая школа экономики" (Москва)

## Цифровой компенсатор нелинейных искажений громкоговорителя на инверсной модели Гаммерштейна

*Предложена схема реализации цифрового линеаризующего компенсатора с внутренней обратной связью для снижения коэффициента нелинейных искажений громкоговорителей, описываемых параллельной моделью Гаммерштейна.*

### Громкоговоритель, нелинейные искажения, линеаризация, компенсатор, устройство предискажения, параллельная модель Гаммерштейна

Узлы систем передачи звукового сигнала, такие как акустические системы, усилители низкой частоты, громкоговорители, микрофоны, телефоны и др., а также каналы передачи вносят искажения в передаваемый сигнал. При нелинейной зависимости выходного сигнала от входного в спектре воспроизведенного сигнала появляются новые составляющие, отсутствующие в первоначальном сигнале. Причиной нелинейности могут являться конструктивные и технологические осо-

бенности электроакустических преобразователей и усилителей [1]. Одним из важнейших показателей качества Hi-Fi (High-Fidelity – "высокая верность" живому звуку) аудиоаппаратуры является коэффициент нелинейных искажений. Существует два пути улучшения этого показателя – конструктивно-технологический и компенсационный. Первый предполагает расширение линейного динамического диапазона всех узлов аудиосистемы, что экспоненциально увеличивает ее стоимость (а также увеличивает

габариты). Второй путь предполагает включение аналоговых или цифровых линеаризующих компенсаторов на входе "слабых" звеньев. Для каналов звукового вещания такие компенсаторы получили название устройств предискажения.

Исследованиям в области нелинейностей и разработке компенсаторов для громкоговорителей (например, корректирующих зависимости "приложенное напряжение – положение диффузора" или "приложенное напряжение – звуковое давление"), как самого "слабого" звена аудиосистем, посвящено большое количество публикаций [1]–[3]. Наиболее интересными представляются работы, связанные с описанием нелинейностей функциональными рядами Вольтерра [4]–[6], и их простейшей блочно-ориентированной реализацией [7], [8].

Следует отметить, что применение аппарата рядов Вольтерра для акустических систем является приложением лишь части достижений теории нелинейных систем в области идентификации и синтеза систем управления [9]–[15].

Одной из задач синтеза систем на основе нелинейных динамических моделей объектов управления является задача линеаризации [10]. Для описания статических и динамических свойств, идентификации и последующего анализа удобны так называемые блочно-ориентированные модели, состоящие из нелинейных (полиномиальных) статических и линейных динамических блоков. Наиболее известными моделями этого класса являются модели Винера и Гаммерштейна [7]–[9], [13]–[15], в которых зависимость выходного сигнала от входного (переходная характеристика) описывается отрезком функционального ряда Вольтерра, т. е. представляется нелинейным оператором P:

$$y(k) = P[u(k)],$$

где  $y(k)$ ,  $u(k)$  – выходной и входной сигналы на  $k$ -м отсчете времени соответственно.

Рассмотрим случай, когда оператор P может быть разделен на линейную L и нелинейную N части (рис. 1, а) [10]:

$$P = L + N. \tag{1}$$

Линеаризующая компенсация предполагает формирование компенсатора Q такого, чтобы его последовательное соединение с нелинейным оператором P производило действие, аналогичное линейной части P (рис. 1, б). В этом случае

$$u(k) = Q[u_1(k)], \tag{2}$$

где  $u_1(k)$  – входной сигнал компенсатора.

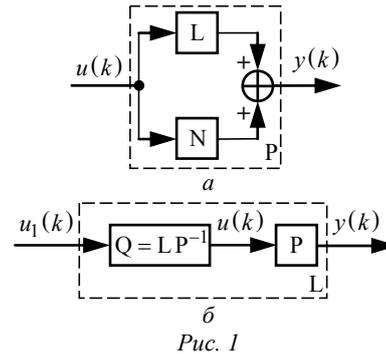


Рис. 1

Основная проблема такой компенсации заключается в физической реализации (аппаратной или программной) оператора компенсатора из-за необходимости обращения нелинейного оператора P. Существует два подхода к решению указанной проблемы. Первый – приближенный – предполагает разложение оператора компенсатора в бесконечный функциональный ряд Вольтерра с последующим усечением с учетом физической реализуемости [11].

В результате удается получить приближенную модель компенсатора в замкнутой операторной форме (2), что позволяет физически реализовать компенсатор и исследовать его динамические свойства как во временной, так и в частотной области. Однако усечение функционального ряда ограничивает как статический, так и динамический диапазон линеаризации.

Второй подход предполагает реализацию компенсатора системой с внутренней обратной связью [10]. При этом, как правило, не удается записать переходную характеристику компенсатора в замкнутой форме, что затрудняет исследование свойств и физическую реализацию. В отдельных частных случаях может быть получена запись в виде трансцендентной зависимости. Так, для непрерывных нелинейных систем физически реализовать полную компенсацию удастся только для модели Гаммерштейна за счет внутренней безынерционной функциональной обратной связи [14]. Однако модель Гаммерштейна (как и модель Винера) не предполагает независимой настройки статических и динамических свойств.

Для расширения линейного статического и динамического диапазона акустических систем применяется, как правило, первый подход [6], [7].

**Проектирование линеаризующего компенсатора с внутренней обратной связью.** Для получения обратного оператора представим (1) в виде

$$P = L(I + L^{-1}N),$$

где I – единичный оператор. Тогда (рис. 2, а):

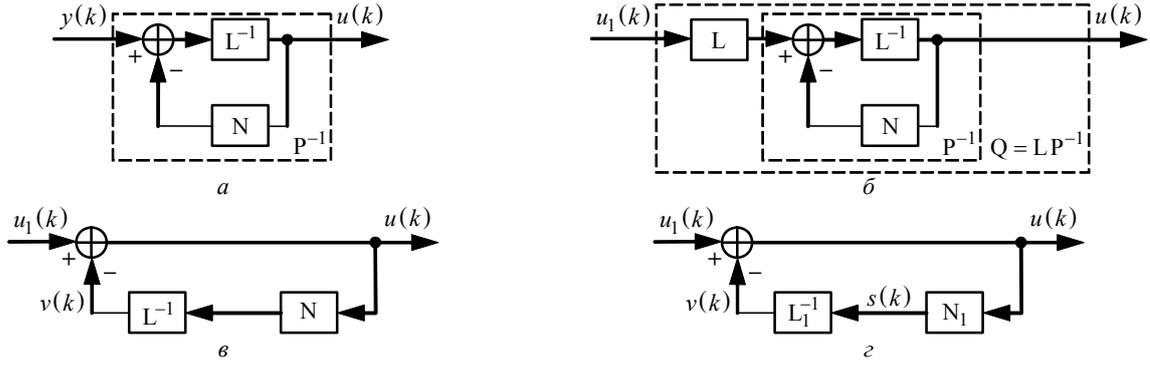


Рис. 2

$$P^{-1} = (I + L^{-1}N)^{-1}L^{-1}. \quad (3)$$

С помощью компенсатора  $Q$  в прямой цепи компенсируем нелинейную часть оператора  $P$ :

$$QP = L \Rightarrow Q = LP^{-1}. \quad (4)$$

Подставим (3) в (4) и получим (рис. 2, б):

$$Q = L(I + L^{-1}N)^{-1}L^{-1}.$$

Выполнив преобразования, имеем (рис. 2, в):

$$Q = L[I + L^{-1}(NL^{-1})L]^{-1}L^{-1} = (I + NL^{-1})^{-1}. \quad (5)$$

**Реализация компенсатора.** В настоящей статье рассмотрена цифровая реализация линеаризующего компенсатора в форме (5). Поэтому представим линейную и цифровую части модели в дискретном виде [12].

Линейная часть:

$$L = \frac{\sum_{i=0}^n b_i q^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^n a_i q^{-i}} q^{-1} = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} q^{-1} = L_1 q^{-1};$$

$$y_L(k) = \sum_{i=0}^n b_i u(k-i-1) - \sum_{i=1}^n a_i y_L(k-i), \quad (6)$$

где  $n$  – порядок линейной части модели;  $b_i$ ,  $a_i$  – вещественные коэффициенты;  $q^{-i}$  – оператор задержки на  $i$  тактов;  $L_1$  – оператор линейной части без задержки на такт;  $y_L(k)$  – выходной сигнал линейной части.

В операторной форме (6) имеет вид

$$y_L(k) = L[u(k)] = L_1 q^{-1}[u(k)].$$

Нелинейная часть (оператор  $N$ ) представлена авторегрессионной моделью с внешними входами (nonlinear autoregressive with exogenous inputs – NARX) [12]:

$$y_N(k) = N[u(k-1), \dots, u(k-n-1), y_N(k-1), \dots, y_N(k-n)],$$

где  $y_N(k)$  – выходной сигнал оператора  $N$ . В операторной форме

$$y_N(k) = N[u(k)].$$

Оператор  $N$  предполагает передачу сигнала с задержкой на такт, поэтому можно записать (рис. 2, г):

$$s(k) = N_1[u(k), \dots, u(k-n), \dots, s(k-1), \dots, s(k-n)];$$

$$y_N(k) = s(k-1),$$

или в операторной форме:

$$s(k) = N_1[u(k)]; y_N(k) = N_1[q^{-1}u(k)],$$

где  $s(k) = y_N(k+1)$  – выходной сигнал нелинейной части на следующем такте;  $N_1$  – нелинейный оператор без задержки на такт.

Оператор  $L$  содержит задержку на такт. Поэтому обратный ему оператор  $L^{-1}$ , входящий в (5), содержит упреждение на такт, т. е. аппаратно не реализуем. Напротив, оператор (рис. 2, г)  $M = N_1 L_1^{-1} = NL^{-1}$  может быть реализован, так как предусмотренное в операторе  $L_1$  упреждение на такт компенсируется задержкой на такт в операторе  $N$ .

Выходной сигнал компенсатора  $u(k)$  (рис. 2, г) определяется из решения системы уравнений

$$\begin{cases} s(k) = N_1[u(k), \dots, u(k-n), s(k-1), \dots, s(k-n)]; \\ v(k) = \sum_{i=0}^n a_i s(k-i) - \sum_{i=1}^n b_i v(k-i); \\ u(k) = u_1(k) - v(k), \end{cases} \quad (7)$$

где  $v(k)$  – выход оператора  $M$  (рис. 2, г).

Система (7) относится к классу нелинейных систем уравнений, содержит три неизвестных:  $u(k)$ ,  $v(k)$  и  $s(k)$  и может быть решена численными методами. Последовательный расчет выхода компенсатора по (7) невозможен из-за наличия на рис. 2,  $z$  алгебраического контура  $v(k) = M[u(k)]$ : вход сумматора  $v(k)$  зависит от его выхода  $u(k)$  на том же такте, так как оператор  $M$  не предусматривает задержки на такт.

Решение системы (7) по общей схеме реализации линеаризующего компенсатора для нелинейных моделей NARX предусматривает вычисления на каждом такте, что требует существенных вычислительных затрат.

Для некоторых нелинейных моделей [10] объем вычислений можно сократить выделением алгебраического контура в явном или неявном виде. Для этого нелинейный оператор  $M$  должен быть разделен на две составляющие (рис. 3, а)

$$M = N_1 L_1^{-1} = f_1 + q^{-1} N_2, \quad (8)$$

где  $f_1$  – нелинейный статический оператор (функция) от одной переменной  $u(k)$ ;  $N_2$  – нелинейный оператор без задержки на такт.

В учетом (8) описание компенсатора (7) преобразуется к виду (рис. 3, а):

$$\begin{cases} p(k) = N_2 [u_2(k-1), \dots, u_2(k-n+1), \\ p(k-1), \dots, p(k-n)]; \\ u(k) = u_1(k) - p(k) - f_1[u(k)], \end{cases} \quad (9)$$

где  $p(k)$  – сигнал на выходе оператора  $N_2$ .

Нет необходимости решать уравнения (9) совместно. Возможно решать второе уравнение относительно неизвестного  $u(k)$  по заданному  $u_1(k)$  и предварительно вычисленному  $p(k)$ .

Теперь алгебраический контур можно выделить в явном виде (рис. 3, б):

$$\begin{cases} p(k) = N_2 [u(k-1), \dots, u(k-n), \\ p(k-1), \dots, p(k-n)]; \\ \varepsilon(k) = u_1(k) - p(k); \\ u(k) = f_2[\varepsilon(k)], \end{cases} \quad (10)$$

где  $f_2$  – нелинейный статический оператор (функциональный блок), полученный после выделения алгебраического контура.

Таким образом, цифровая реализация линеаризующего компенсатора сводится не к решению системы нелинейных уравнений, а к последовательным расчетам по (10).

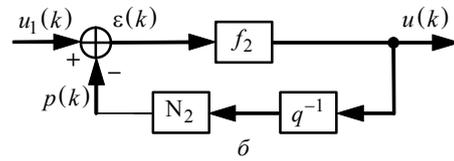
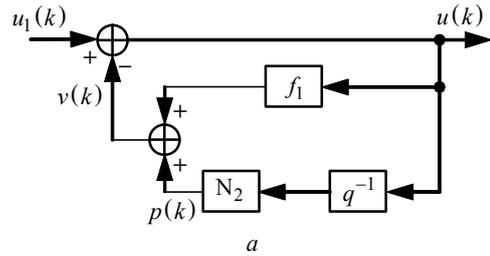


Рис. 3

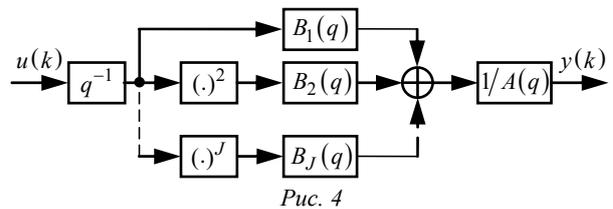


Рис. 4

Оператор компенсатора, описываемого уравнениями (9) и (10), имеет вид

$$Q = (I + f_1 + q^{-1} N_2)^{-1} = (I + q^{-1} f_2 N_2)^{-1} f_2.$$

В качестве модели описания акустической системы рассмотрим параллельную модель Гаммерштейна в NARX-форме (рис. 4) [9], [15], [16]:

$$y(k) = \sum_{j=1}^J \sum_{i=0}^n b_{ji} u^j(k-d-i) - \sum_{i=1}^n a_i y(k-i) + b_0,$$

где  $J$  – порядок нелинейности;  $n$  – порядок линейной части модели и линейных подсистем параллельной модели Гаммерштейна;  $b_{ji}$  и  $a_i$  – вещественные коэффициенты.

Как будет показано в примерах, такая модель (в отличие от "обычной" модели Гаммерштейна) позволяет описывать как нелинейную статическую характеристику, так и нелинейные динамические свойства.

Передаточные функции линейной части модели (при  $J = 1$ ) и линейных подсистем нелинейной части (при  $J > 1$ ) имеют вид

$$W_j(q) = \frac{B_j(q^{-1})}{A(q^{-1})} q^{-1} = \frac{\sum_{i=0}^n b_{ji} q^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^n a_i q^{-i}} q^{-1}, \quad j = \overline{1, J}.$$

Тогда  $y(k) = y_L(k) + y_N(k)$ , где

$$y_L(k) = \sum_{i=0}^n b_{1i}u(k-1-i) - \sum_{i=1}^n a_i y_L(k-i);$$

$$y_N(k) = \sum_{j=2}^J \sum_{i=0}^n b_{ji}u^j(k-1-i) - \sum_{i=1}^n a_i y_N(k-i).$$

Решение (10) (рис. 5) получается в результате следующей последовательности вычислений:

$$p(k) = \frac{1}{b_{10}} \left[ \sum_{j=2}^J \sum_{i=0}^{n-1} d_{ji}u^j(k-1-i) - \sum_{i=1}^n b_{1i}p(k-i) \right];$$

$$\varepsilon(k) = u_1(k) - p(k);$$

$$u(k) = \varepsilon(k) - \sum_{j=2}^J c_j u^j(k) \Rightarrow u(k) = f_2[\varepsilon(k)], \quad (11)$$

где  $d_{ji}$  и  $c_i$  – вещественные коэффициенты, определяемые в результате разложения на рациональные дроби:

$$\frac{B_j(q)}{B_1(q)} = c_j + \frac{D_j(q)}{B_1(q)} q^{-1} = c_j + \frac{\sum_{i=0}^{n-1} d_{ji}q^{-i}}{B_1(q)} q^{-1},$$

$j = 2, J.$

В полученном виде (рис. 5) линеаризующий компенсатор реализуется на цифровых процессорах обработки сигналов (ЦПОС) [17] и не требует больших вычислительных затрат. При численном решении алгебраического уравнения (11) (напри-

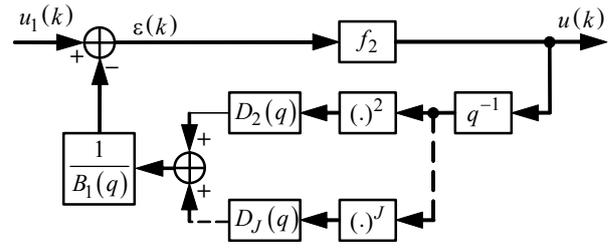


Рис. 5

мер, методом Ньютона) в качестве начального приближения для искомого выхода компенсатора  $u(k)$  удобно принимать  $u(k-1)$ .

**Примеры.** Рассмотрим зависимость между приложенным напряжением  $u$  и положением диффузора громкоговорителя  $y$ . В таблице приведены примеры параметров моделей и компенсаторов. Примеры иллюстрируют возможность в некоторой степени независимой настройки статических и динамических свойств параллельной модели Гаммерштейна. На рис. 6, 7 приведены статические и динамические характеристики до и после компенсации. Динамические свойства представлены переходными процессами, нарастающими на статическую характеристику.

Кривые 1 на рис. 6, 7 представляют характеристики громкоговорителей до компенсации, кривые 2 – характеристики систем, включающих громкоговорители и компенсаторы. На рис. 6, 7, а приведены статические характеристики  $y(u_0)$ , на рис. 6, 7, б – переходные характеристики  $y(t)$

Параметр, характеристика	Пример 1	Пример 2
<b>Модель</b>		
$d$	1	1
$A(q)$	$1.0 - 1.5459q^{-1} + 0.5698q^{-2}$	$1.0 - 1.5459q^{-1} + 0.5698q^{-2}$
$B_1(q)$	$0.0799 - 0.0141q^{-1} + 0.0510q^{-2}$	$0.3737 - 0.0579q^{-1} - 0.2728q^{-2}$
$B_2(q)$	$-0.0206 - 0.0174q^{-1} + 0.0094q^{-2}$	$-0.3144 + 0.0546q^{-1} + 0.2312q^{-2}$
$B_3(q)$	$0.0232 + 0.0018q^{-1} + 0.0154q^{-2}$	$0.0939 - 0.0155q^{-1} - 0.0688q^{-2}$
Статическая характеристика	Нелинейная (рис. 6, а, 1)	Нелинейная (рис. 7, а, 1)
Переходный процесс при возрастании размаха ступенчатого воздействия	Время переходного процесса ( $t_n$ ) уменьшается (рис. 6, б, 1)	Время переходного процесса ( $t_n$ ) возрастает (рис. 7, б, 1)
<b>Компенсатор (коэффициенты нормированы на значение коэффициента <math>b_0</math> исходной модели громкоговорителя)</b>		
$B_1(q)$	$1.0 + 0.1763q^{-1} - 0.6391q^{-2}$	$1.0 - 0.1551q^{-1} - 0.7301q^{-2}$
$D_2(q)$	$-0.1763 - 0.0473q^{-1}$	$-0.0157 - 0.043q^{-1}$
$D_3(q)$	$-0.0287 - 0.0079q^{-1}$	$-0.0026 - 0.0007q^{-1}$
Уравнение для вычисления выхода компенсатора $u(k)$	$0.2903u^3(k) - 0.2579u^2(k) + u(k) - \varepsilon(k) = 0$	$0.2513u^3(k) - 0.8414u^2(k) + u(k) - \varepsilon(k) = 0$
<b>Модель с компенсатором</b>		
Статическая характеристика	Линейная (рис. 6, а, 2)	Линейная (рис. 7, а, 2)
Переходный процесс при возрастании размаха ступенчатого воздействия	Неизменный (рис. 6, б, 2)	Неизменный (рис. 7, б, 2)

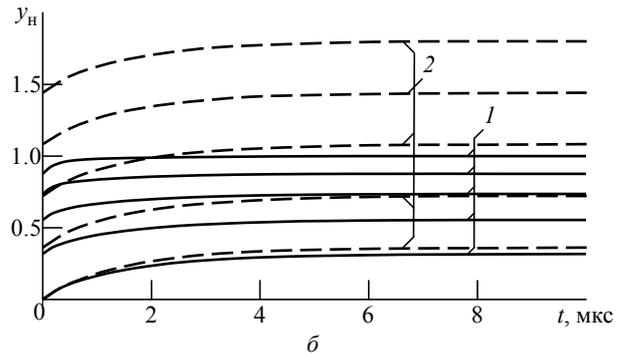
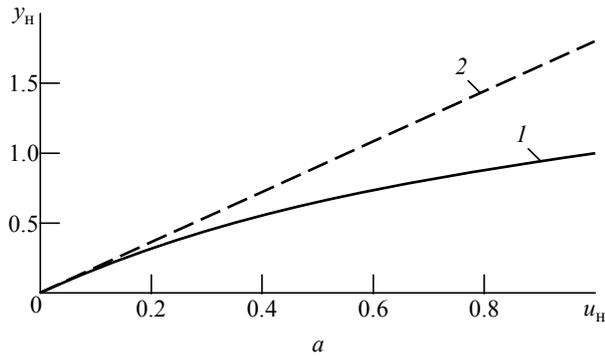


Рис. 6

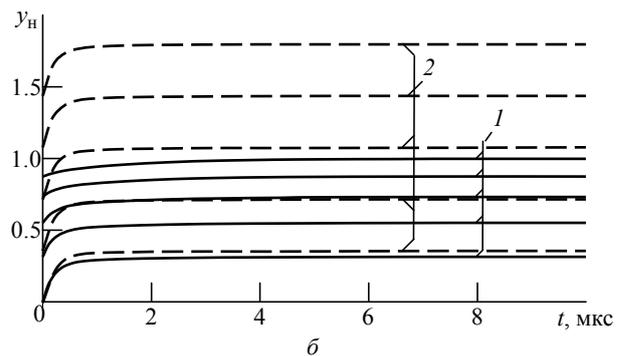
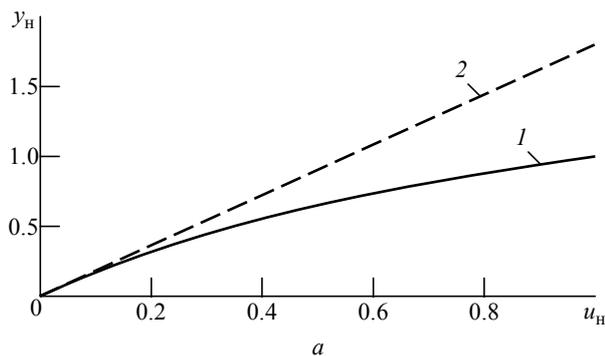


Рис. 7

при  $u(t) = u_0 + g \cdot 1(t)$ , где  $u_0$  – опорное напряжение;  $g$  – размах приложенного ступенчатого воздействия;  $1(t)$  – ступенчатая функция.

В настоящей статье проиллюстрированы свойства простой известной нелинейной модели и известные в теории нелинейных систем структурные преобразования применительно к акустической системе. Нахождение корня полинома в

(11) требует 3–4 итераций, что с применением современных ЦПОС (или звуковых процессоров) позволяет решать задачу линейризации характеристик быстротекущих процессов в электроакустических системах, расширив линейный динамический диапазон. Результаты могут быть полезны разработчикам программного обеспечения современной аппаратуры Hi-Fi и High-End.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Klippel W. Tutorial: Loudspeaker Nonlinearities – Causes, Parameters, Symptoms // J. of Audio Engineering Society. 2006. Vol. 54, iss. 10. P. 907–939.
2. Iwai K., Kajikawa Y. Third-order Nonlinear IIR filter For Compensating Nonlinear Distortions of Loudspeaker System // J. of Acoust. Soc. of America. 2012. T. 131, № 4. P. 3351–3351.
3. Non-Linear Acoustic Echo Cancellation Using Online Loudspeaker Linearization / M. I. Mossi, Ch. Yemdji, N. Evans, Ch. Beaugeant // IEEE Workshop on Appl. of Signal Processing to Audio and Acoustics (WASPAA 2011), New Paltz, Oct. 16–19, 2011. Piscataway: IEEE, 2011. P. 97–100.
4. Goulart J. H. M., Burt P. M. S. Efficient Kernel Computation for Volterra Filter Structure Evaluation // Signal Processing Let. 2012. Vol. 19, iss. 3. P. 135–138.
5. Ji W., Gan W. S. Identification of a Parametric Loudspeaker System Using an Adaptive Volterra Filter // Appl. Acoustics. 2012. Vol. 73, iss. 12. P. 1251–1262.
6. On The Linearization of a Parametric Loudspeaker System by Using Third-Order Inverse Volterra Filters / Y. Mu, P. Ji, W. Ji, M. Wu, J. Yang // IEEE China Summit & Int. Conf. on Signal and Information Processing (ChinaSIP), Beijing, China, 6–10 July 2013. Piscataway: IEEE, 2013. P. 570–574.
7. Lashkari K., Puranik A. Exact Linearization of Wiener and Hammerstein Systems Loudspeaker Linearization // Fifth Int. Conf. on Information, Communications and Signal Processing, Bangkok, Thailand, 6–9 Dec. 2005. Piscataway: IEEE, 2005. P. 917–920.
8. Schmitz T., Embrechts J. J. Improvement in Non-Linear Guitar Loudspeaker Sound Reproduction // Int. Conf. on Systems, Signals and Image Processing, 2014. URL: <http://orbi.ulg.ac.be/bitstream/2268/162510/1/Schmitz2014Improvement.pdf> (дата обращения 18.07.2016).
9. Ахметсафин П. Д., Ахметсафина Р. З. О реализации линейризирующего компенсатора для одного класса нелинейных моделей // Мехатроника, автоматизация, управление. 2014. № 2. С. 14–18.
10. Модяев А. Д. Синтез нелинейных дискретных корректирующих устройств на основе многомерного Z-преобразования // Дискретные нелинейные системы / под ред. Ю. И. Топчиева. М.: Машиностроение, 1982. С. 158–182.

11. Intrachannel Nonlinearity Compensation by Inverse Volterra Series Transfer Function / L. Liu, L. Li, Y. Huang, K. Cui, Q. Xiong, F. N. Hauske, Ch. Xie, Yi Cai // J. of Light-wave Technology. 2012. Vol. 30, iss. 3. P. 310–316.

12. Ljung L. System Identification. Theory for the User. 2<sup>nd</sup> ed. Upper Saddle River: PTR Prentice Hall, 1999. 609 p.

13. Ni B., Gilson M., Garnier H. Refined Instrumental Variable Method for Hammerstein-Wiener Continuous-Time Model Identification // IET Control Theory & Applications. 2013. Vol. 7, iss. 9. P. 1276–1286.

14. Samuelsson P., Norlander H., Carlsson B. An Integrating Linearization Method for Hammerstein Models // Automatica. 2005. Vol. 41, iss. 10. P. 1825–1828.

15. Schoukens M., Pintelon R., Rolain Y. Parametric identification of parallel Hammerstein systems // IEEE Trans.

on Instrumentation and Measurement. 2011. Vol. IM-60, iss. 12. P. 3931–3938.

16. Prediction of Harmonic Distortion Generated by Electro-Dynamic Loudspeakers Using Cascade of Hammerstein Models / M. Rébillat, R. Hennequin, E. Corteel, B. F. G. Katz // 128th Audio Engineering Society Convention. London, UK, 22–25 May 2010. New York: Audio Engineering Society, 2010. Vol. 2. P. 1137–1146.

17. US Pat. Appl. 14/637,228. Int.Cl. H04R3/04 (2006.0101). Digital Signal Processor for Audio Extensions and Correction of Nonlinear Distortions in Loudspeakers / I. Ajay, J. Hutchings, R. A. Kreifeldt, V. J. Mathews, Sh. Sr. Payal. Publ. 09/03/2015.

R. Z. Akhmetsafina

National Research University "Higher School of Economics" (Moscow)

### Digital Pre-Emphasis Compensator for Loudspeaker on the Inverse Parallel Hammerstein Model

*Models of nonlinear compensators for decreasing total harmonic distortions of loud-speakers are considered. Digital linearization is suggested as a diagram with internal feedback based on the inverse parallel Hammerstein model.*

Loud-speaker, Total Harmonic Distortions, pre-emphasis, parallel Hammerstein model

Статья поступила в редакцию 13 апреля 2016 г.

УДК 621.391

Р. А. Волков

Череповецкое высшее военное инженерное училище радиоэлектроники

## Оптимальный алгоритм оценивания координатно-информативных параметров MSK-сигналов пакетных радиосетей с неизвестным законом первичной модуляции на основе нелинейной чирплет-аппроксимации

*Предложен научно-методический аппарат обработки радиосигналов на основе поиска совпадений и модифицированной нелинейной чирплет-аппроксимации. Разработан оптимальный алгоритм оценивания времени прихода MSK-радиосигналов пакетных радиосетей в пространственно-разнесенных пунктах приема разностно-дальномерной системы местоопределения. Произведено сравнение разработанного алгоритма с известными.*

### Нелинейная чирплет-аппроксимация, поиск совпадений, атомарная функция, время прихода сигнала, взаимная задержка сигналов, корреляционный интеграл, разностно-дальномерная система местоопределения

Повышение точности определения координат источников радиоизлучений (ИРИ) весьма важно при решении задач радиоконтроля (РК). Одним из путей повышения точности местоопределения (МО) ИРИ систем радиосвязи является применение многопозиционных разностно-дальномерных систем (РДС) МО [1]. Особенно это актуально в отношении широкополосных сигналов пакетных

радиосетей, так как в этом случае в полной мере проявляются преимущества РДС МО.

Известны методы оптимальной обработки и оценки временных параметров полностью известных сигналов и сигналов с неизвестной начальной фазой [2], [3]. Для их реализации в пункте приема необходимо иметь копию принимаемого сигнала.

При РК это условие, как правило, не выполняется, поэтому РДС МО могут быть реализованы двумя способами: 1) ретрансляцией принятых в пространственно разнесенных приемных пунктах (ПРПП) сигналов на центральный пункт (ЦП), где осуществляется их совместная обработка и оценивание взаимной задержки сигналов (ВЗС). При этом роль копии сигнала выполняет сигнал, принятый в другом пункте; 2) измерением времени прихода сигналов (ВПС) в ПРПП и передачей на ЦП только результатов обработки. При этом оценка временного положения сигнала сводится к оценке временного положения огибающей всего пакета.

Каждый из рассмотренных способов имеет свои преимущества и недостатки. Достоинством первого способа является высокая точность измерения ВПС, недостатком – необходимость высокоскоростных каналов передачи данных для ретрансляции сигналов с ПРПП на ЦП, а также сосредоточение всей обработки сигналов в одном пункте. Это приводит к значительному снижению пропускной способности РДС МО, что является основной причиной сдерживания их практического применения. Достоинством второго способа является высокая пропускная способность, так как обработка осуществляется непосредственно на пунктах приема и ретранслировать сигналы не нужно, недостатком – низкая точность измерения ВПС, так как при оценивании не используется внутримпульсная модуляция.

Таким образом, актуальной является задача оценивания ВПС с неизвестным законом первичной модуляции в ПРПП при сохранении высокой точности оценивания, присущей первому способу, и высокой пропускной способности РДС МО, свойственной второму способу. Решению этой задачи и посвящена статья. Рассмотрена обработка сигналов класса MSK (minimum shift keying), так как они широко используются в пакетных радиосетях систем связи диапазонов очень высоких и ультравысоких частот.

**Основные теоретические положения нелинейного чирплет-преобразования.** Проведенные исследования показали, что при наличии априорной информации о параметрах принимаемого сигнала задача оценивания ВПС неизвестной формы может быть решена на основе теории атомарных функций (АФ). [4]. Теория предусматривает разложение сигнала на АФ – финитные бесконечные дифференцируемые функции, являющиеся решениями дифференциальных уравнений со смещенным аргументом. По аналогии с классическим спектральным анализом порождаемый

таким разложением набор весовых коэффициентов, сопоставленных с номерами АФ, рассматривается как МН-чирплет-спектр.

К АФ, составляющим базис разложения, в отличие от функций, используемых в классическом спектральном анализе, предъявляются менее жесткие требования. В частности, они не обязаны быть ортогональными, основное требование – хорошая аппроксимация особенностей анализируемого сигнала их минимальным количеством. В результате разложения копия принимаемого сигнала в пункте приема заменяется суммой малого числа АФ, максимально точно аппроксимирующих принимаемый сигнал на основе поиска совпадений [5]–[7]. Принимаемый сигнал обрабатывается совместно с каждой из АФ, после чего благодаря линейности преобразования конечный результат находится как сумма частных результатов. В [8] показано, что наиболее универсальными для решения задачи оценивания ВПС АФ являются нелинейные чирплеты, так как они могут быть адаптированы для аппроксимации как линейных, так и нелинейных локальных структур сигнала.

К классу нелинейных чирплетов относятся доплерлеты [9]–[10], FM<sup>m</sup>-леты [11], полиномиальные чирплеты [12]. Теоретически все они могут использоваться в качестве АФ для оценивания координатно-информативных параметров (КИП) рассматриваемого класса радиосигналов. Однако на практике их применение целесообразно в тех случаях, когда время наблюдения за источником достаточно большое и относительная скорость движения излучателя и приемника достаточно высока. При РК эти условия, как правило, не выполняются. Обычно параметры сигналов доступны для измерения в случайные моменты времени, при этом относительная скорость излучателя и носителя может быть как очень высокой, так и очень низкой (вплоть до нуля). В связи с этим для решения поставленной задачи в настоящей статье предложен модифицированный нелинейный (МН) чирплет, полученный из линейного чирплета [13] добавлением к его параметрам ускорения изменения частоты. Тогда МН-чирплет будет иметь вид

$$d_{\gamma}(t) = g(t, \sigma) \exp(j2\pi ft) = g(t, \sigma) \exp\left\{j2\pi \left[ f_s + r_f t + (a_f/2)t^2 \right] t\right\}, \quad (1)$$

где  $\gamma = [f_s \ \sigma \ r_f \ a_f]$  – множество параметров;  $g(t, \sigma)$  – оконная функция, причем  $f_s$  – начальная частота принимаемого сигнала;  $\sigma$  – параметр, ха-

рактически характеризующий ширину окна;  $r_f$  – скорость изменения частоты;  $a_f$  – ускорение изменения частоты.

При оценивании ВПС целесообразно использовать прямоугольное окно

$$g(t, \sigma) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_{\Pi}; \\ 0, & t > T_{\Pi}, \end{cases}$$

где  $T_{\Pi}$  – длина пакета, так как применение сглаживающих окон приводит к снижению точности оценивания. В этом случае параметр ширины окна  $\sigma = T_{\Pi}$ .

Пример действительной части МН-чирплета представлен на рис. 1, а, его псевдораспределение Вигнера–Вилли – на рис. 1, б.

Как и другие АФ, МН-чирплет обладает следующими свойствами:

– имеет конечную энергию

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |d_{\gamma}(t)|^2 dt < \infty;$$

– имеет нулевое среднее значение

$$\int_{-\infty}^{\infty} d_{\gamma}(t) dt = 0;$$

– локализован во времени и по частоте.

Комплексное МН-чирplet-преобразование любого квадратично-интегрируемого сигнала  $s(t) \in L^2(\mathbb{R})$  определяется как [9]

$$\text{MNFCT}[s(t)] = \langle s(t), d_{\gamma}(t) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) g(t, \sigma) \times \exp\left\{j2\pi\left[f_s + r_f t + \left(a_f/2\right)t^2\right]t\right\} dt,$$

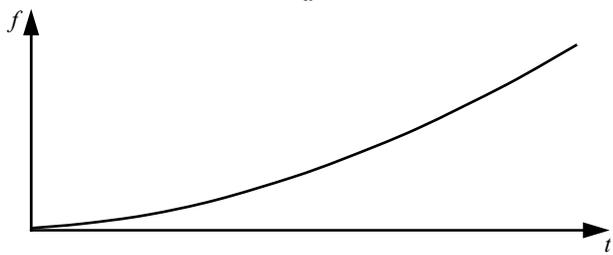
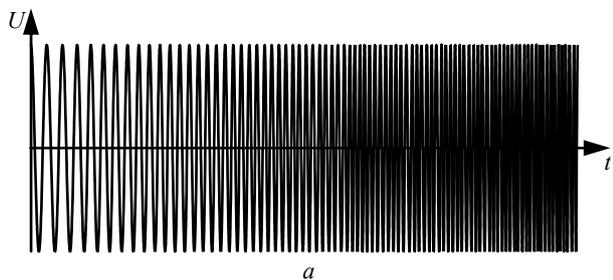


Рис. 1

где  $L^2(\mathbb{R})$  – Гильбертово пространство комплекснозначных функций;  $\langle \cdot, \cdot \rangle$  – символ скалярного произведения принимаемого сигнала с МН-чирplet-АФ.

Результаты МН-чирplet-преобразования как скалярного произведения МН-чирплета и сигнала содержат комбинированную информацию об анализируемом сигнале и самом МН-чирpletе. Получение объективной информации о сигнале базируется на свойствах МН-чирplet-преобразования, основными из которых являются:

– линейность

$$\begin{aligned} \text{MNFCT}[\alpha s_1(t) + \beta s_2(t)] &= \\ &= \alpha \text{MNFCT}[s_1(t)] + \beta \text{MNFCT}[s_2(t)]; \end{aligned}$$

( $\alpha, \beta$  – постоянные множители): МН-чирplet-преобразование линейной комбинации функций является линейной комбинацией МН-чирplet-преобразований этих функций;

– инвариантность относительно сдвига [14]: сдвиг сигнала во времени на  $t_0$  приводит к сдвигу МН-чирplet-спектра также на  $t_0$ .

– инвариантность относительно масштабирования: растяжение (сжатие) сигнала приводит к сжатию (растяжению) МН-чирplet-спектра сигнала.

Из-за большой размерности параметрического пространства непосредственное выполнение МН-чирplet-преобразования проблематично, хотя теоретически и выполнимо. Поэтому для декомпозиции используется специальный алгоритм, получивший название алгоритма "поиска совпадений" [5]–[7].

Алгоритм "поиска совпадений" адаптивно раскладывает сигнал на линейную комбинацию АФ, которые лучше всего совпадают с локальными особенностями сигнала. Базовая процедура МН-чирplet-преобразования на основе алгоритма "поиска совпадений" следующая.

Пусть

$$D = \{d_{\gamma^{(i)}}\} \in L^2(\mathbb{R}), \quad \Gamma = \{\gamma^{(i)}\} \in L^2(\mathbb{R}),$$

где  $d_{\gamma^{(i)}} \in D$ ,  $i = \overline{1, N}$  –  $i$ -й МН-чирplet из словаря  $D$  объемом  $N$  с множеством параметров  $\gamma^{(i)} = [f_s^{(i)} \quad \sigma^{(i)} \quad r_f^{(i)} \quad a_f^{(i)}] \in \Gamma$  из словаря параметров  $\Gamma$ , причем  $\sigma^{(i)} \in \mathbb{R}^+$ ;  $f_s^{(i)}, r_f^{(i)}, a_f^{(i)} \in \mathbb{R}$ ,  $i = \overline{1, N}$  ( $\mathbb{R}$  – множество действительных чисел;  $\mathbb{R}^+$  – множество положительных действительных

чисел);  $\|d_{\gamma^{(i)}}\|=1$ . Тогда сигнал  $s(t)$  может быть разложен на составляющие компоненты:

$$s(t) = \text{MNFCCT}^{(0)}[s(t)]d_{\gamma^{(0)}} + R_{\Gamma},$$

где первое слагаемое представляет собой проекцию  $s(t)$  на  $d_{\gamma^{(0)}}$ ;  $R_{\Gamma}$  – остаточный сигнал.

МН-чирплет-преобразование, основанное на применении алгоритма "поиска совпадений", является итеративным алгоритмом, раскладываящим остаточный сигнал  $R_{\Gamma}$  проектированием его на АФ из словаря  $D$ , которая совпадает с  $R_{\Gamma}$  наилучшим образом. После каждой итерации выбирается МН-чирплет, максимально соответствующий доминирующей компоненте остаточного сигнала. Итеративный процесс декомпозиции продолжается до тех пор, пока энергия остаточного сигнала не станет ниже заданного порога.

Пусть  $R_{\Gamma}^{(0)} = s(t)$ . После завершения  $k$  итераций, результат декомпозиции будет иметь вид

$$R_{\Gamma}^{(0)} = \sum_{i=0}^k \langle R_{\Gamma}^{(i)}, d_{\gamma^{(i)}} \rangle d_{\gamma^{(i)}} + R_{\Gamma}^{(k+1)}.$$

В этом разложении минимизация энергии остаточного сигнала  $R_{\Gamma}^{(k+1)}$  соответствует максимизации энергии сигнала, собранной АФ  $\sum_{i=0}^k \langle R_{\Gamma}^{(i)}, d_{\gamma^{(i)}} \rangle d_{\gamma^{(i)}}$ .

Поэтому в качестве критерия будем использовать максимум собранной АФ энергии исследуемого сигнала, так как в теории оптимального приема при вычислении временного положения импульсов используется максимизация отношения энергии сигнала к энергии шума [2], [3].

**Постановка задачи.** Научную задачу сформируем следующим образом. Пусть на вход приемного устройства поступает колебание

$$\xi(t) = s(t) + n(t), \quad 0 \leq t \leq T, \quad (2)$$

представляющее собой сумму полезного MSK-сигнала  $s(t)$  и шума  $n(t)$  ( $T$  – время наблюдения). Полагая известными некоторые характеристики излучаемых радиосигналов, каналов приема и помех, а также их функциональное взаимодействие, разработаем оптимальный алгоритм оценивания времени прихода MSK-радиосигналов в пунктах приема разностно-дальномерной системы местоопределения на основе поиска совпадений и нелинейной чирплет-аппроксимации.

Вместе с тем положим априорно известными (хотя бы приближенно) следующие параметры сигналов: вид модуляции, несущую частоту, тактовую частоту модулирующей псевдослучайной последовательности (ПСП), число элементов модулирующей ПСП, длительность пакета. Эти параметры могут быть известны из описания сигналов или приближенно измерены при их экспресс-анализе.

**Решение задачи.** Математическую модель MSK-сигнала можно представить в виде [8]

$$s(t) = U \cos \left\{ \omega_c [(t - \tau) - T_{\text{и}}(M - 1)] + \sum_{k=1}^{M-1} \frac{q_k \pi}{2} + \frac{q_M \pi [(t - \tau) - T_{\text{и}}(M - 1)]}{2T_{\text{и}}} + \varphi_0 \right\}, \quad (3)$$

где  $U$  – амплитуда сигнала;

$$\omega_c = 2\pi \left( f_c + r_f t + a_f t^2 / 2 \right)$$

– циклическая несущая частота с учетом изменения за счет эффекта Доплера при возможном взаимном движении ИРИ и ПРПП ( $r_f$ ,  $a_f$  – скорость и ускорение изменения частоты соответственно);  $\tau$  – смещение входной реализации относительно МН-чирплета;  $T_{\text{и}}$  – длительность элементарного импульса модулирующей ПСП;  $M$  – номер текущего элементарного импульса модулирующей ПСП;  $q_k = +1$  при передаче лог. 1,  $q_k = -1$  при передаче лог. 0;  $\varphi_0$  – случайная начальная фаза, равномерно распределенная на интервале  $[0, 2\pi]$ .

Для MSK-сигналов при манипуляции излучается одна из двух частот:  $f^{(0,1)} = f_c \mp 1/(4T_{\text{и}})$ . При передаче лог. 1 излучается частота  $f^{(1)} = f_c + 1/(4T_{\text{и}})$ , и к концу элемента приращение фазы составляет  $+\pi/2$ . Передаче лог. 0 соответствует излучение частоты  $f^{(0)} = f_c - 1/(4T_{\text{и}})$ , и к концу элемента приращение фазы составляет  $-\pi/2$ . Тогда в качестве чирплетов целесообразно рассматривать синусоидальные функции частот  $f^{(1)}$  и  $f^{(0)}$  и вычислять результирующую взаимную корреляционную функцию (ВКФ) как сумму частных ВКФ, полученных при совместной обработке входного сигнала с действительными и мнимыми частями этих чирплетов, имеющих длительности  $\sigma_0 = \sigma_1 = T_{\text{п}}$ .

Структурная схема алгоритма оценивания ВПС MSK-сигналов путем поиска совпадений на основе МН-чирплет-аппроксимации приведена на рис. 2. Он включает следующие основные шаги.

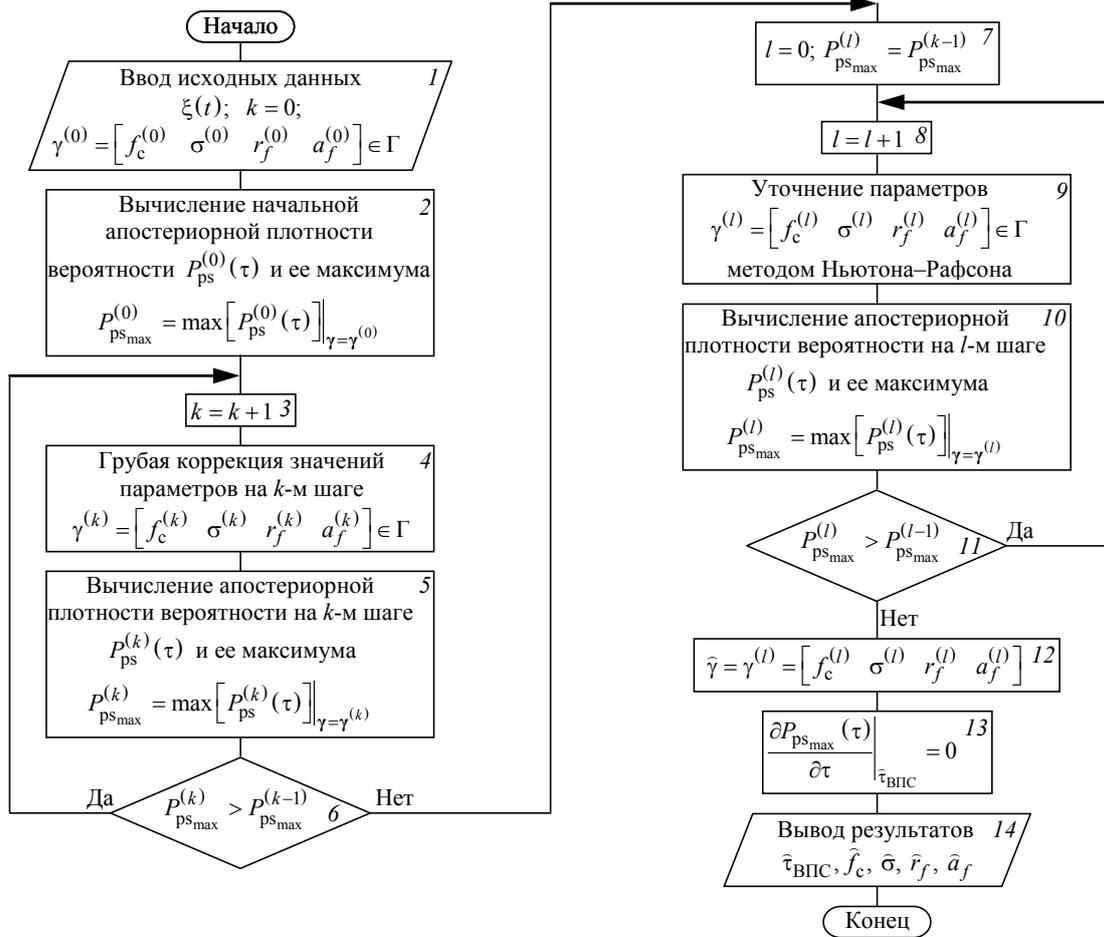


Рис. 2

*Начальная оценка.* Оцениваются начальные значения параметров МН-чирплетов (рис. 2, 1)  $\gamma^{(0)} = [f_c^{(0)} \ \sigma^{(0)} \ r_f^{(0)} \ a_f^{(0)}]$ . Значения  $\sigma^{(0)}$  и  $f_c^{(0)}$  могут быть оценены на основании априорных сведений о сигнале или по предварительно полученной времячастотной spectroграмме. Сформируем начальную апостериорную плотность вероятности (АПВ)  $P_{ps}^{(0)}(\tau)$  и определим значение ее максимума (рис. 2, 2):

$$P_{ps_{max}}^{(0)}(\tau) = \max [P_{ps}^{(0)}(\tau)]_{\gamma=\gamma^{(0)}}.$$

*Грубая оценка.* Для грубой оценки значений параметров МН-чирплет АФ и определения приближительных интервалов используются относительно большие и постоянные приращения (рис. 2, 3–6). На каждом шаге строится АПВ  $P_{ps}^{(k)}(\tau)$  и вычисляется ее максимум:

$$P_{ps_{max}}^{(k)}(\tau) = \max [P_{ps}^{(k)}(\tau)]_{\gamma=\gamma^{(k)}}.$$

После завершения  $k$ -й итерации все параметры, полученные в разреженных (из-за больших шагов поиска) узлах, рассматриваются как приближенные оценки  $\tilde{\gamma}^{(k)} = [f_c^{(k)} \ \sigma^{(k)} \ r_f^{(k)} \ a_f^{(k)}]$ .

Максимальное значение АПВ сравнивается со значением, полученным на предыдущем шаге. Вычисления продолжают до тех пор, пока не будет найден грубый максимум (рис. 2, 6).

*Уточнение.* Для определения параметров МН-чирплет АФ, наилучшим способом согласованной с анализируемым сигналом, выполняется численная оптимизация (например, методом Ньютона–Рафсона) в  $\Gamma$ -окрестностях  $\tilde{\gamma}^{(k)}$  со значительно меньшими шагами (рис. 2, 8–11). На каждом шаге строится АПВ  $P_{ps}^{(l)}(\tau)$  и определяется ее максимум:

$$P_{ps_{max}}^{(l)}(\tau) = \max [P_{ps}^{(l)}(\tau)]_{\gamma=\gamma^{(l)}}.$$

Максимальное значение АПВ сравнивается со значением, вычисленным на предыдущем шаге. Вычисления продолжают до тех пор, пока не

будет найден вектор параметров, соответствующих точному максимуму (рис. 2, 12):

$$\hat{\gamma} = \hat{\gamma}^{(l)} = \begin{bmatrix} f_c^{(l)} & \sigma^{(l)} & r_f^{(l)} & a_f^{(l)} \end{bmatrix}.$$

Так как при цифровой обработке значения АПВ определены только в дискретные моменты времени и истинный максимум может находиться между дискретными отсчетами, центральный пик АПВ в окрестности максимума необходимо аппроксимировать какой-либо непрерывной функцией  $P_{psm}(\tau)$  (например, полиномом). Затем производная полинома приравняется нулю и решением уравнения находится искомая точная оценка  $\hat{\tau}_{ВПС}$  (рис. 2, 13). Сопутствующие оценки параметров МН-чирплет АФ  $\hat{f}_c$ ,  $\hat{\sigma}$ ,  $\hat{r}_f$ ,  $\hat{a}_f$  также являются координатно-информативными и могут использоваться при вычислении координат ИРИ (рис. 2, 14).

Основной процедурой в представленном алгоритме является построение АПВ  $P_{ps}(\tau)$ , аппроксимация пика в окрестности максимального значения  $P_{ps_{max}}(\tau)$ , а также оценка ВПС  $\hat{\tau}_{ВПС}$ .

В соответствии с полученными в [8] результатами алгоритм построения АПВ описывается выражениями

$$A_1^1(\tau) = \int_0^T \xi(t) \text{Im} \left[ d_{\gamma_{-\tau}^{(1)}} \right] dt; \quad (4)$$

$$A_0^1(\tau) = \int_0^T \xi(t) \text{Im} \left[ d_{\gamma_{-\tau}^{(0)}} \right] dt;$$

$$B_1^1(\tau) = \int_0^T \xi(t) \text{Re} \left[ d_{\gamma_{-\tau}^{(1)}} \right] dt; \quad (5)$$

$$B_0^1(\tau) = \int_0^T \xi(t) \text{Re} \left[ d_{\gamma_{-\tau}^{(0)}} \right] dt;$$

$$\begin{aligned} A_1(\tau) &= \Delta \left[ A_1^1(\tau) \right]; A_0(\tau) = \Delta \left[ A_0^1(\tau) \right]; \\ B_1(\tau) &= \Delta \left[ B_1^1(\tau) \right]; B_0(\tau) = \Delta \left[ B_0^1(\tau) \right]; \end{aligned} \quad (6)$$

$$A(\tau) = A_1(\tau) + A_0(\tau); B(\tau) = B_1(\tau) + B_0(\tau); \quad (7)$$

$$Z(\tau) = \sqrt{A^2(\tau) + B^2(\tau)}; \quad (8)$$

$$P_{ps}(\tau) = P_{pr}(\tau) I_0 \left[ (2U_m/N_{ш}) Z(\tau) \right], \quad (9)$$

где  $\gamma_{-\tau}^{(1,0)} = \begin{bmatrix} f^{(1,0)} & \sigma(t-\tau) & r_{f^{(1,0)}} & a_{f^{(1,0)}} \end{bmatrix}$ ;  $\text{Im}(\cdot)$ ,

$\text{Re}(\cdot)$  – операции взятия мнимой и действительной частей соответственно;  $\Delta[\cdot]$  – оператор коррекции корреляционного интеграла (КИ) (функция опе-

ратора описана далее);  $P_{pr}(\tau)$  – априорная плотность распределения вероятности;  $I_0(\cdot)$  – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка;  $Z(\tau)$  – модуль ВКФ;  $N_{ш}$  – спектральная плотность мощности шума.

Особенностью алгоритма является построение модуля результирующей ВКФ с использованием частных ВКФ, полученных при совместной обработке входного сигнала с действительными и мнимыми частями комплексных МН-чирплетов (1), имеющих параметры  $\hat{\gamma}^{(1)} = \begin{bmatrix} \hat{f}^{(1)} & \hat{\sigma} & \hat{r}_{f^{(1)}} & \hat{a}_{f^{(1)}} \end{bmatrix}$  и  $\hat{\gamma}^{(0)} = \begin{bmatrix} \hat{f}^{(0)} & \hat{\sigma} & \hat{r}_{f^{(0)}} & \hat{a}_{f^{(0)}} \end{bmatrix}$ , найденные в результате поиска совпадений. Основными операциями при построении ВКФ являются вычисления КИ (4), (5), из значений которых при различных  $\tau$  и состоит ВКФ (8).

Вычисление КИ в синтезированном алгоритме имеет некоторые особенности. Рассмотрим их на примере (рис. 3, 4). Пусть в элементе модулирующей последовательности (рис. 3, 4, а, штриховые линии) размещаются 2.25 периода частоты  $f^{(1)}$  (рис. 3, 4, б) и 1.75 периода частоты  $f^{(0)}$  (рис. 3, 4, в). Из-за указанного ранее приращения фазы чирплета за длительность элемента ПСП, равного  $\pm \pi/2$ , вычисление КИ дает различный результат в зависимости от суммарного набега фазы в пределах этого элемента. Без ограничения общности положим, что начальные фазы MSK-сигнала и чирплетов совпадают. В этом случае всю энергию сигнала накапливают действительные части последних<sup>1</sup>.

На основании (5) запишем выражения для КИ относительно действительных частей чирплетов:

$$K_{B_1^1} = \int_{t_3}^{t_3+T_n} \xi(t) \text{Re} \left[ d_{\gamma^{(1)}} \right] dt;$$

$$K_{B_0^1} = \int_{t_3}^{t_3+T_n} \xi(t) \text{Re} \left[ d_{\gamma^{(0)}} \right] dt,$$

где  $t_3$  – задержка сигнала относительно начала наблюдения.

На рис. 3 изображена ситуация, когда набег фазы сигнала (рис. 3, а, сплошная линия) в пределах элемента ПСП кратен полупериоду. В первом элементе  $q_1 = +1$ , поэтому сигнал представляет

<sup>1</sup> При несовпадении начальных фаз накапливаемая энергия будет распределяться между действительными и мнимыми частями чирплетов в зависимости от сдвига фаз.

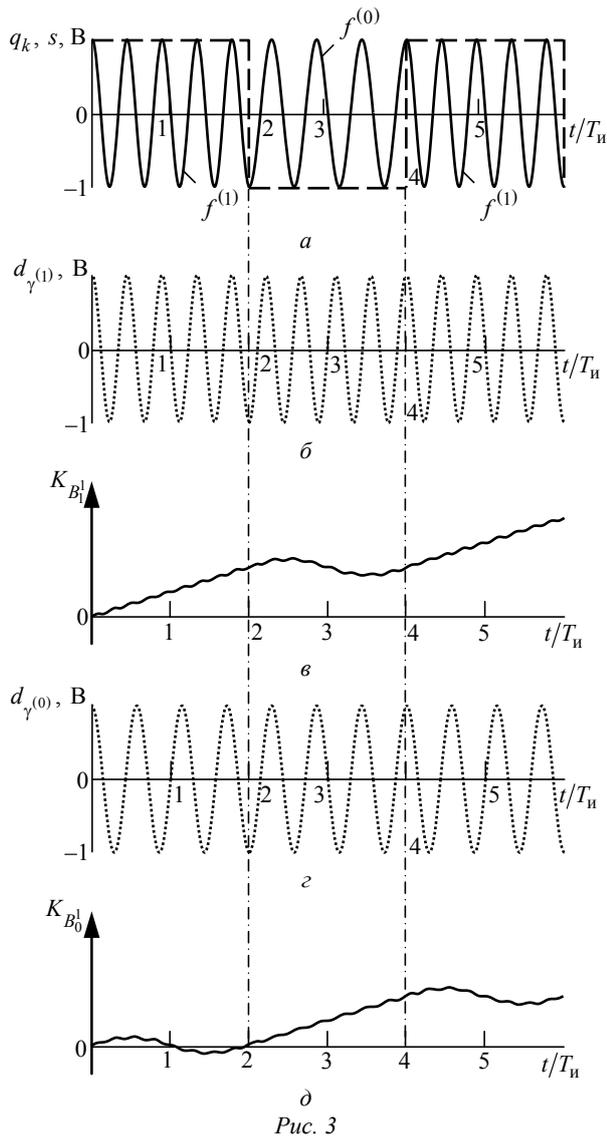


Рис. 3

собой фрагмент синусоиды частоты  $f^{(1)}$ . Он находится в фазе с чирплетом  $d_{\gamma}^{(1)}$ , поэтому значения КИ  $K_{B_1}^l$  в пределах элемента возрастают (рис. 3, е). Напротив, взаимная фаза сигнала и чирплета  $d_{\gamma}^{(0)}$  в пределах этого элемента изменяется, поэтому значения КИ  $K_{B_0}^l$  колеблются относительно нуля (рис. 3, д). Поскольку набег фазы чирплетов за элемент ПСП кратен полупериоду, к окончанию первого элемента фазы как сигнала, так и обоих чирплетов изменятся на  $\pi$ .

В пределах второго элемента ПСП ситуация меняется на противоположную. Теперь  $q_2 = -1$ , в сигнале присутствует синусоида частоты  $f^{(0)}$ , поэтому разность фаз сигнала и чирплета  $d_{\gamma}^{(0)}$

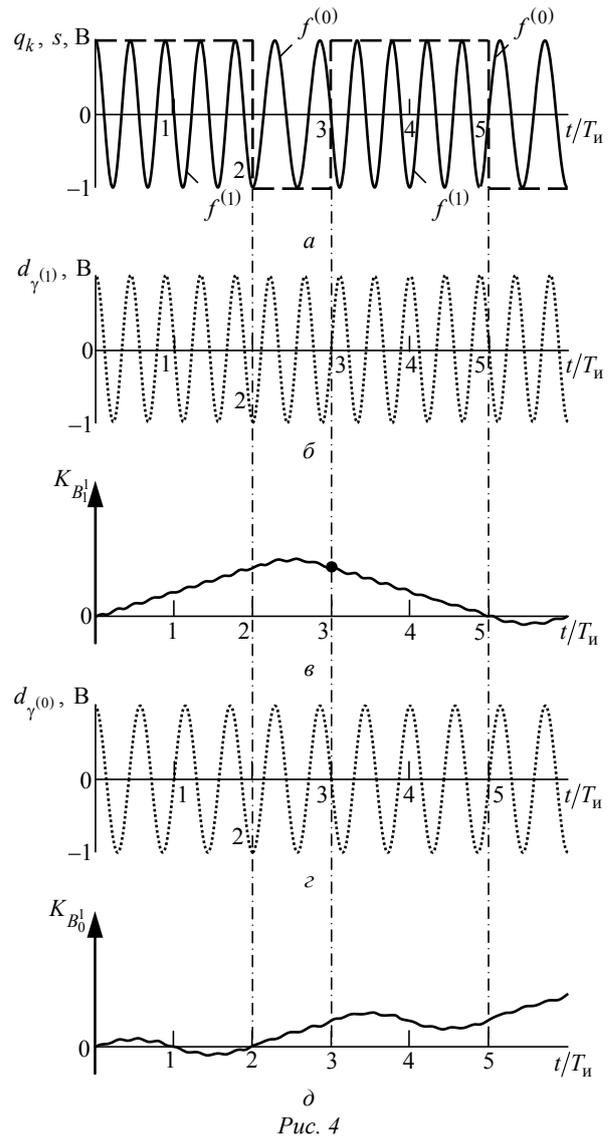


Рис. 4

постоянна и равна 0, а разность фаз сигнала и чирплета  $d_{\gamma}^{(1)}$  изменяется. В результате  $K_{B_0}^l$  возрастает, а  $K_{B_1}^l$  колеблется относительно значения, накопленного к началу этого элемента.

Иная ситуация возникает, если интервал неизменного значения ПСП кратен нечетному количеству четвертей периодов чирплетов (рис. 4, а, второй элемент ПСП). Здесь в пределах первого элемента ситуация аналогична рассмотренной ранее, поэтому значения КИ  $K_{B_1}^l$  возрастают (рис. 4, е), а  $K_{B_0}^l$  колеблется около нуля (рис. 4, д). В пределах второго элемента в сигнале КИ  $K_{B_0}^l$  возрастает, а  $K_{B_1}^l$  колеблется около накопленного ранее значения. Однако в конце этого элемента фаза сигнала оказывается противоположной фазе чир-

плета  $d_{\gamma^{(1)}}$ , и это соотношение сохраняется на протяжении всего третьего элемента ПСП. Поэтому КИ  $K_{B_1^1}$  уменьшается, в то время как  $K_{B_0^1}$  вновь колеблется относительно накопленного значения.

Таким образом, в зависимости от длительности отрезков ПСП с постоянным значением возможно как увеличение, так и уменьшение значений КИ, причем обе ситуации свидетельствуют о наличии в сигнале соответствующего чирплета. Определяющим является не направление изменения КИ, а монотонность (в целом) этого изменения в пределах элемента ПСП.

В общем случае рассмотренное изменение направления накопления значений КИ может происходить в КИ, связанных как с действительными, так и с мнимыми частями всех чирплетов. Точки "перелома" (рис. 4, в, круглый маркер) располагаются на границах элементов модулирующей ПСП. Пример корреляционного накопления при начальном смещении фаз чирплетов относительно сигнала на  $\pi/4$  представлен на рис. 5. На начальном участке корреляционная обработка в целом приводит к накоплению значений (рис. 5, 1), однако после точки "перелома" накопление может как продолжиться (рис. 5, 2), так и смениться устойчивым уменьшением значений КИ (рис. 5, 3), причем обе ситуации свидетельствуют о совпадении частоты фрагмента сигнала с частотой соответствующего КИ черплета<sup>2</sup>. Рассмотренная ситуация в алгоритме отслеживается оператором коррекции  $\Delta$ , действие которого основано на фундаментальном свойстве КИ: его значения могут либо возрастать, либо колебаться (в небольших пределах) относительно ранее накопленного значения. В результате корректировки накопление всех КИ происходит по траекториям 1, 3 (рис. 5). Подробное рассмотрение

операции поиска "переломов" и "выпрямления" КИ выходит за рамки настоящей статьи.

Проведено имитационное моделирование синтезированного алгоритма (4)–(9) на сигнале (3) со следующими параметрами:  $f_c = 100$  МГц,  $f^{(1)} = f_c + 1/(4T_H) = 101.25$  МГц,  $f^{(0)} = f_c - 1/(4T_H) = 98.75$  МГц,  $T_H = 6.4$  мкс,  $T_H = 200$  нс, отношение "сигнал/шум"  $\psi = 30$ . Введена задержка сигнала  $t_3 = 3.2$  мкс. Осциллограммы в характерных точках приведены на рис. 6. На рис. 6, а представлен исходный сигнал (3). Рис. 6, б–и представляют результаты расчетов по формулам (4)–(9), предусмотренных алгоритмом. На рис. 6, н показан в увеличенном временном масштабе ход кривой АПС в области максимума  $P_{ps_{max}}(\tau)$ , на рис. 6, о – получение оценки  $\hat{\tau}_{ВПС}$  согласно уравнению

$$\left. \frac{\partial P_{ps_m}(\tau)}{\partial \tau} \right|_{\hat{\tau}_{ВПС}} = 0, \quad (10)$$

где  $P_{ps_m}(\tau)$  – полиномиальная аппроксимация центрального пика АПВ.

На рис. 7 процессы аппроксимации центрального пика АПВ и оценивания времени прихода сигнала показаны более подробно. Здесь штриховой линией изображена верхняя часть центрального пика АПВ  $P_{ps}(\tau)$ , круглыми маркерами отмечены точки, по которым строился аппроксимирующий полином (штриховая линия). Здесь же пунктирной линией показана производная этого полинома, по которой определяется  $\hat{\tau}_{ВПС}$  (10).

Вид АПВ ВПС более детально показан на рис. 8, а. На рис. 8, б для сравнения изображена

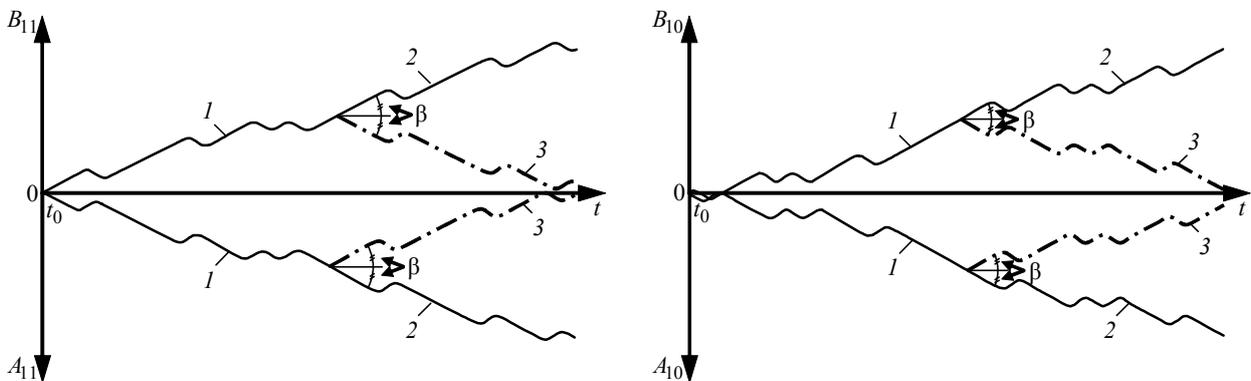


Рис. 5

<sup>2</sup> Наклон траектории значений КИ относительно постоянного значения (угол  $\beta$ ) по модулю сохраняется.

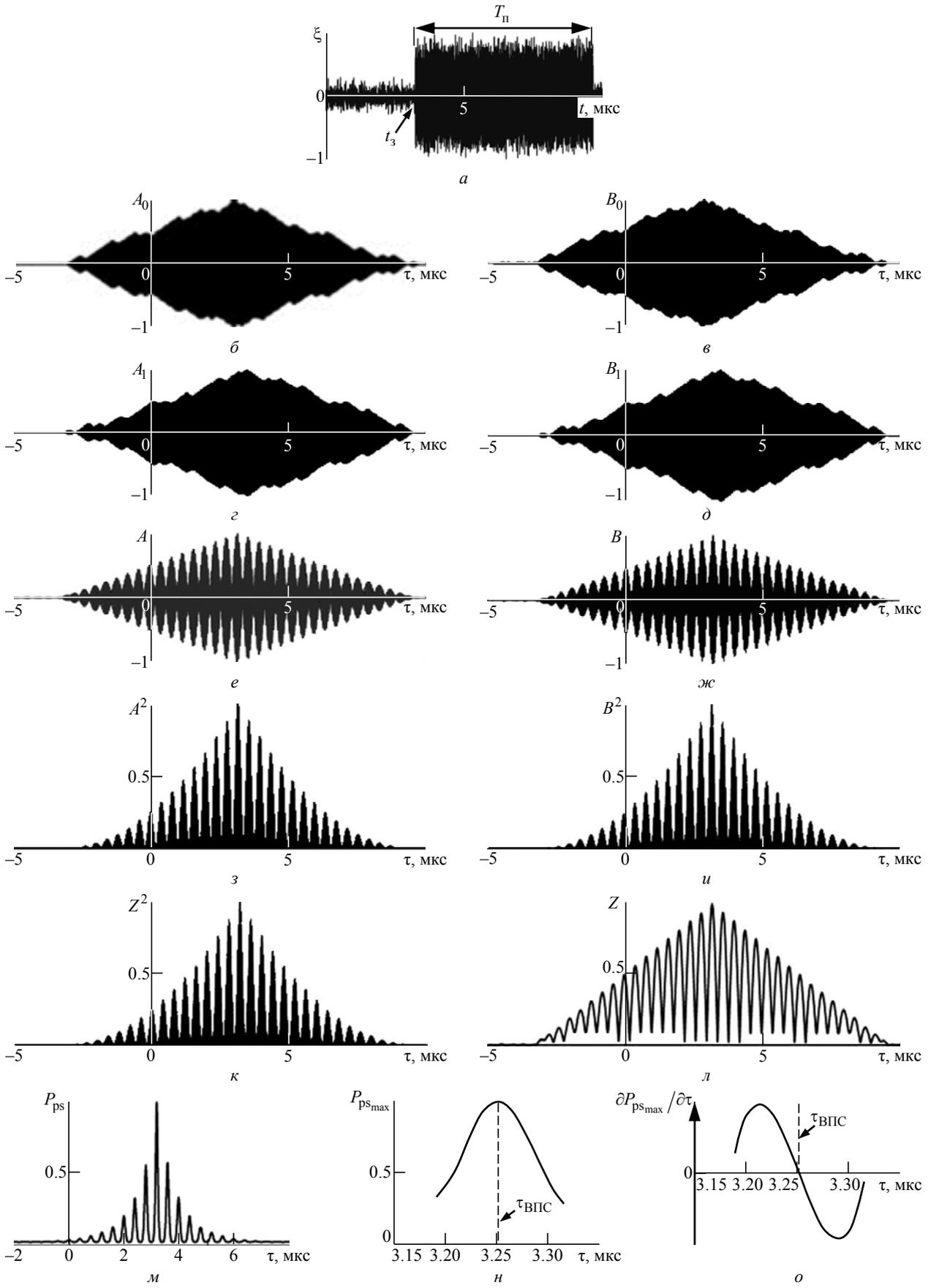


Рис. 6

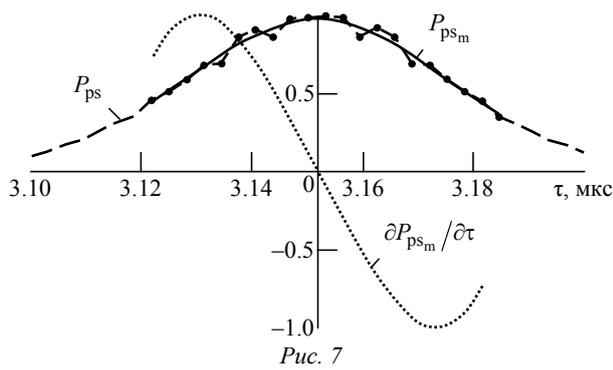
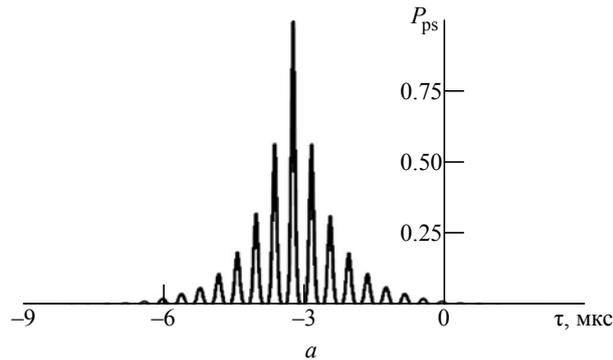
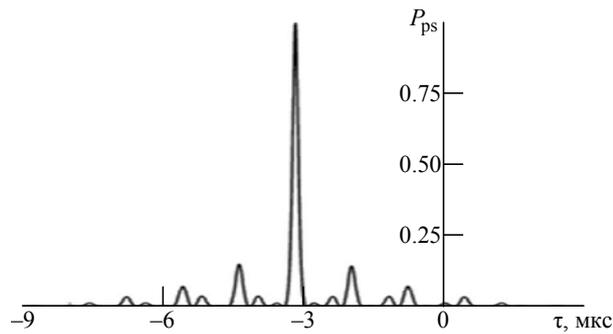


Рис. 7



а



б

Рис. 8

апостериорная плотность вероятности ВЗС, вычисленная традиционным способом для сигналов, принятых в разнесенных пунктах приема, ретранслированных на центральный пункт и совместно обработанных.

Из рис. 8 следует, что АПВ, вычисленная по формулам (4)–(9), имеет более высокий уровень боковых лепестков по сравнению с апостериорной плотностью вероятности, полученной с помощью традиционного алгоритма. Однако центральный пик имеет такую же ширину, как и в классическом случае. Это говорит о том, что точность оценивания ВЗС в обоих случаях должна быть соизмерима, что и подтверждают результаты моделирования, представленные далее.

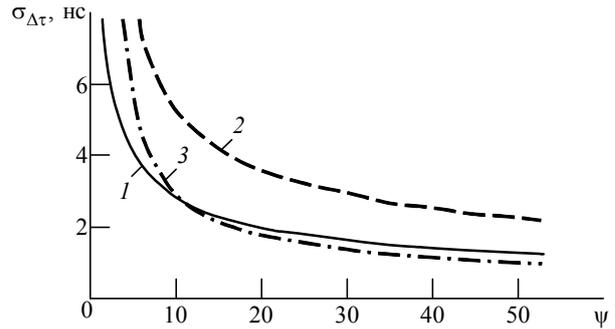


Рис. 9

### Результаты имитационного моделирования.

С помощью имитационной модели проведены исследования точностных характеристик предложенного алгоритма для MSK-сигналов и сравнение его с известными алгоритмами. При моделировании использовались указанные ранее параметры сигнала и МН-чирплетов.

На рис. 9 приведены зависимости погрешности оценивания взаимной задержки сигналов от отношения "сигнал/шум": 1 – для синтезированного алгоритма; 2 – для алгоритма оценивания по огибающей пакета; 3 – для алгоритма оценивания с ретрансляцией принимаемых сигналов с ПРПП на ЦП. Как следует из рис. 9, по сравнению с алгоритмом оценивания по огибающей пакета синтезированный алгоритм обеспечивает выигрыш по точности от 2 до 10 раз в зависимости от отношения "сигнал/шум". По сравнению с алгоритмом оценивания, предполагающим ретрансляцию сигналов, при большом отношении "сигнал/шум" (больше 20) погрешность синтезированного алгоритма больше в среднем на 35 %. С уменьшением отношения "сигнал/шум" разница постепенно уменьшается, и при значении  $q \approx 12$  погрешности сравниваются. При дальнейшем уменьшении отношения "сигнал/шум" картина меняется и погрешность способа с ретрансляцией сигналов резко возрастает, при этом выигрыш предлагаемого оптимального алгоритма достигает 50 %. Этот факт очень важен, так как РК осуществляется, как правило, при низких отношениях "сигнал/шум". Выигрыш синтезированного алгоритма при низких отношениях "сигнал/шум" объясняется тем, что МЧ генерируются в пунктах приема и в них отсутствуют шумы, в то время как при совместной обработке ретранслированных сигналов оба сигнала зашумлены.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дубровин А. В. Одноэтапные процедуры и пассивные системы определения координат источников

радиоизлучений: дис. ... д-ра техн. наук / МАИ. М., 2007. 163 с.

2. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983. 320 с.
3. Казаринов Ю. М. Поиск, обнаружение и измерение параметров сигналов в радионавигационных системах. М.: Сов. радио, 1975. 296 с.
4. Кравченко В. Ф. Лекции по теории атомарных функций и некоторым их приложениям. М.: Радиотехника, 2003. 512 с.
5. Mallat S., Zhang Z. Matching pursuits with time-frequency dictionaries // IEEE Trans. Signal Processing. 1993. Vol. SP-41, iss. 12. P. 3397–3415.
6. Dopplerlet Based Time-Frequency Representation via Matching Pursuit / H. Zou, Q. Dai, X. Zhou, Y. Li // J. of Electronics. 2001. Vol. 18, iss. 3. P. 217–227.
7. Mallat S. A wavelet tour of signal processing. 3d ed. Burlington: Academic Press, 2009. 805 p.
8. Кирсанов Э. А., Вагин А. И., Волков Р. А. Применение методов спектрального анализа на основе атомарной декомпозиции для оценивания КИП MSK радиосигналов // Вестн. ВВА. 2014. № 2. С. 227–244.
9. Steady-Motion-Based Dopplerlet Transform: Application to the Estimation of Range and Speed of a Moving Sound Source / H. Zou, Y. Chen, J. Zhu, Q. Dai, G. Wu, Y. Li // IEEE J. of Oceanic Engineering. 2004. Vol. 29, iss. 3. P. 887–905.
10. Acceleration based Dopplerlet transform. Pt. I: Theory / H. Zou, Y. Chen, S. Song, Z. Lui, Y. Li // IEEE Trans. Signal Processing. 2008. Vol. SP-88, iss. 4. P. 934–951.
11. Subspaces of FM<sup>m</sup>let Transform / H. Zou, Q. Dai, K. Zhao, G. Chen, Y. Li // Science in China. Ser. F. 2002. Vol. 45, iss. 2. P. 152–160.
12. Polynomial Chirplet Transform With Application to Instantaneous Frequency Estimation / Z. Peng, G. Meng, Z. Chu, Z. Lang, W. Zhang, Y. Yang // IEEE Trans. on Instrum. and Measurement. 2011. Vol. IM-60, iss. 9. P. 3222–3229.
13. Mann S., Haykin S. The Chirplet Transforms: Physical Considerations // IEEE Trans. on Signal Proc. 1995. Vol. SP-43, iss. 11. P. 2745–2761.
14. Астафьева Н. М. Вейвлет-анализ: Основы теории и примеры применения // Успехи физ. наук. 1996. Т. 166, № 11. С. 1145–1170.

R. A. Volkov

*Cherepovets Higher Military Engineering School of Radio Electronics*

### **The optimal estimation algorithm of coordinate informative parameters MSK signals of packet radio with unknown initial modulation law using matching pursuit and nonlinear chirplet approximation**

*New results on the recently introduced signal processing methods based on matching pursuit and modified nonlinear chirplet approximation are presented. The optimal estimation algorithm for time of arrival of MSK radio signals of packet radio in area distributed receiving points of range difference position location system is developed. The comparison of developed algorithm with known is performed.*

Nonlinear Chirplet Approximation, Matching Pursuit, Atomic Function, Time of Arrival, Mutual Delay of Signals, Correlation Integral, Time Difference of Arrivals System

Статья поступила в редакцию 21 июля 2016 г.

---



УДК 621.396.67

С. В. Балландович, Л. М. Любина, А. Ю. Одинцов, М. И. Сугак  
Санкт-Петербургский государственный электротехнический  
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

## Предельная добротность электрически малых антенн, вписанных в цилиндр и эллипсоид

Получены оценки границы добротности для электрически малых антенн, вписанных в цилиндр и трехосный эллипсоид. Для антенн, чья форма далека от сферической, приведенная оценка позволяет уточнить предел Чу-Маклина.

### Электрически малая антенна, эллипсоид, добротность, предел Чу-Маклина

Теория Чу-Маклина [1], [2] устанавливает связь между добротностью электрически малой антенны ( $Q$ ) и электрическим радиусом сферы, описанной вокруг нее ( $ka$ ):

$$Q = \frac{1}{(ka)^3} + \frac{1}{ka},$$

где  $k$  – волновое число;  $a$  – радиус.

Эта теория обладает существенным практическим недостатком для антенн, чья форма заметно отличается от сферической (например, для биконических и цилиндрических вибраторов, излучателей в виде "таблетки", печатных элементов и др.). В этом случае теоретические оценки добротности, оставаясь верной границей "снизу", дают слишком большое расхождение с экспериментальными результатами, т. е. добротность реальной антенны, форма которой далека от сферической, оказывается выше, чем это дает фундаментальный предел [1], [2]. Таким образом, для практической инженерной деятельности существует потребность в более точной оценке, учитывающей форму антенны, а не только радиус описанной вокруг нее сферы.

В настоящей статье получены оценки границ добротности для антенн, вписанных в цилиндрический объем, а также в трехосный эллипсоид. Для цилиндрической поверхности предельная добротность определяется высотой и радиусом цилиндра (является двухпараметрической), для трехосного эллипсоида оценка добротности зависит от его измерений, т. е. становится трехпараметрической.

**Оценка добротности для электрически малой антенны, вписанной в цилиндр.** Зависимость добротности антенны от параметров цилиндрического объема, в который она вписана, получим по методике, описанной в [2], однако вместо сферического объема и представления полей внутреннего источника в сферической системе координат перейдем к цилиндрическому объему и, соответственно, записи полей в цилиндрической системе координат (рис. 1).

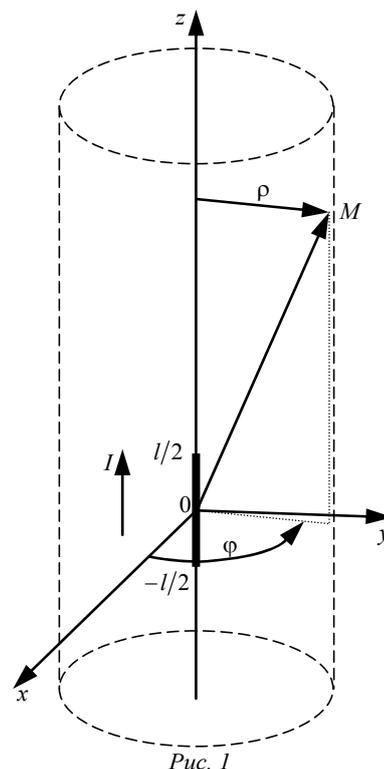


Рис. 1

Представим выражения для поля электрического диполя Герца в цилиндрической системе координат. Воспользовавшись теоремой запаздывающих потенциалов, запишем векторный потенциал электрического типа в точке наблюдения  $M(\rho, \varphi, z)$ :

$$\mathbf{A}(\rho, \varphi, z) = \mathbf{e}_z \left( \frac{Il}{4\pi} \right) \frac{\exp(-ik\sqrt{\rho^2 + z^2})}{\sqrt{\rho^2 + z^2}}, \quad (1)$$

где  $\mathbf{e}_z$  – единичный орт оси  $z$ ;  $I$  – ток диполя;  $l$  – длина диполя. Расстояние от начала координат до точки наблюдения  $M$  определяется как  $r = \sqrt{\rho^2 + z^2}$ .

Магнитное поле вычисляется через электрический векторный потенциал (1):

$$\mathbf{H}(\rho, \varphi, z) = \text{rot}[\mathbf{A}(\rho, \varphi, z)]. \quad (2)$$

В свою очередь, электрическое поле определим из уравнения Максвелла [3]:

$$\mathbf{E}(\rho, \varphi, z) = \frac{1}{i\omega\epsilon} \text{rot}[\mathbf{H}(\rho, \varphi, z)], \quad (3)$$

где  $\omega$  – круговая частота;  $\epsilon$  – диэлектрическая проницаемость среды. Подстановкой (1) в (2) и далее в (3) можно получить точные выражения для составляющих электрического поля в цилиндрической системе координат (прил. 1). Электрическое поле содержит две компоненты:

$$\mathbf{E}(\rho, \varphi, z) = \mathbf{e}_\rho E_\rho(\rho, \varphi, z) + \mathbf{e}_z E_z(\rho, \varphi, z),$$

где  $\mathbf{e}_\rho$  – единичный орт радиуса основания цилиндра;

$$E_\rho(\rho, \varphi, z) = \frac{IlZ_0 \exp(-ik\sqrt{\rho^2 + z^2})}{4\pi} \times \left[ \frac{ik\rho z}{(\rho^2 + z^2)^{3/2}} - \frac{3i\rho z}{k(\rho^2 + z^2)^{5/2}} + \frac{3\rho z}{(\rho^2 + z^2)^2} \right]; \quad (4)$$

$$E_z(\rho, \varphi, z) = \frac{IlZ_0 \exp(-ik\sqrt{\rho^2 + z^2})}{4\pi} \times \left[ \frac{i(\rho^2 - z^2)}{k(\rho^2 + z^2)^{5/2}} - \frac{ik\rho^2}{(\rho^2 + z^2)^{3/2}} + \frac{2z^2 - \rho^2}{(\rho^2 + z^2)^2} \right], \quad (5)$$

причем  $Z_0$  – волновое сопротивление свободного пространства.

Согласно [1], [2] добротность определяется как отношение:

$$Q = 2\omega W_e / P_a, \quad (6)$$

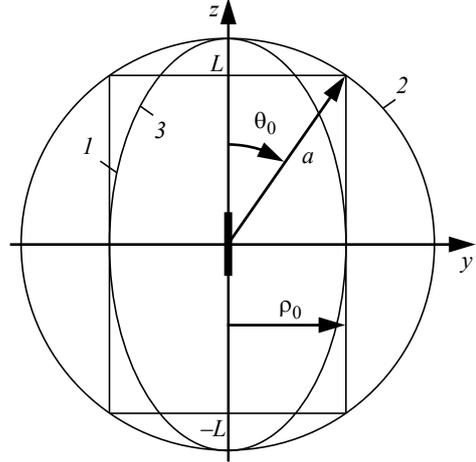


Рис. 2

где  $W_e$  – максимальная запасенная энергия электрического поля;  $P_a$  – мощность потерь на излучение. Запасенная энергия находится интегрированием по объему плотности энергии:

$$w(\rho, \varphi, z) = \epsilon \frac{|\mathbf{E}(\rho, \varphi, z)|^2}{2} = \epsilon \left[ \frac{|E_\rho(\rho, \varphi, z)|^2}{2} + \frac{|E_z(\rho, \varphi, z)|^2}{2} \right]. \quad (7)$$

На рис. 2 представлен электрический диполь, помещенный в центре цилиндра  $l$  радиуса  $\rho_0$  с высотой  $2L$ , который, в свою очередь, вписан в сферу  $2$  радиуса  $a$ , необходимую для сопоставления полученных результатов с оценкой Чу–Маклина. Запасенная энергия  $W_e$  находится интегрированием плотности энергии электрического поля (7) по внешнему (по отношению к цилиндру) объему:

$$W_e = \int_0^{2\pi} \int_{-L}^L \int_0^{\rho_0} w(\rho, \varphi, z) \rho d\rho dz d\varphi + 2 \int_0^{2\pi} \int_L^\infty \int_0^\infty w(\rho, \varphi, z) \rho d\rho dz d\varphi. \quad (8)$$

В (8) первый интеграл представляет собой энергию, сосредоточенную вне боковой поверхности цилиндра между плоскостями  $z=L$  и  $z=-L$ , а второй – энергию, сосредоточенную в пространстве выше плоскости  $z=L$  и ниже плоскости  $z=-L$ .

Излученную диполем мощность определим по известному [5] соотношению

$$P_a = 20I^2 l^2 k^2. \quad (9)$$

Подставим (8) и (9) с учетом (7), (4) и (5) в (6) и выразим  $\rho_0$  и  $L$  через новые параметры  $a$  и  $\theta_0$  (прил. 2):

$$\rho_0 = a \sin \theta_0; \tag{10}$$

$$L = a \cos \theta_0, \tag{11}$$

где  $\theta_0$  – угол между осью цилиндра и радиусом-вектором, проведенным из центра цилиндра к краю его торца (рис. 2). Таким образом, окончательно получим формулу для предельной добротности антенны, вписанной в цилиндр:

$$Q(ka, \theta_0) = \frac{R_1(\theta_0)}{ka} + \frac{R_2(\theta_0)}{(ka)^3}, \tag{12}$$

где

$$R_1(\theta_0) = \frac{3}{4 \cos \theta_0} \left[ \int_0^1 \frac{3t^2 - \operatorname{tg}^2 \theta_0}{2(t^2 + \operatorname{tg}^2 \theta_0)^2} dt + \frac{3}{2} \right];$$

$$R_2(\theta_0) = \frac{3}{4 \cos^3 \theta_0} \left[ \int_0^1 \frac{3t^2 + \operatorname{tg}^2 \theta_0}{2(t^2 + \operatorname{tg}^2 \theta_0)^3} dt + \frac{1}{2} \right]$$

– поправочные коэффициенты, зависящие от формата антенны.

Из (12) следует, что характер частотной зависимости предельной добротности от электрического радиуса  $ka$  совпадает с теорией Маклина, однако поправочные коэффициенты в числителях

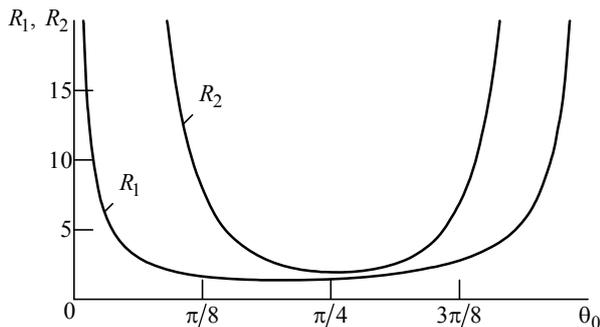


Рис. 3

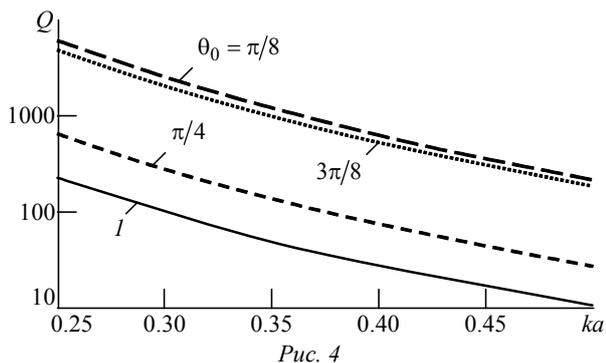


Рис. 4

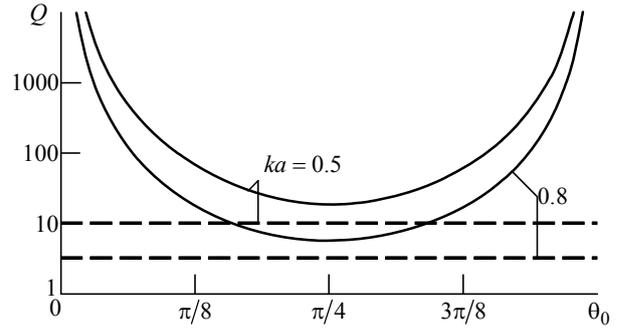


Рис. 5

слагаемых зависят от угла  $\theta_0$  (рис. 3).

На рис. 4 представлены кривые предельной добротности антенн, вписанных в цилиндр, при различных параметрах  $\theta_0$ . Кривая *I* соответствует пределу Чу–Маклина ( $R_1 = 1, R_2 = 1$  [2]). Например, для  $\theta_0 = \pi/4$  ("толстый" цилиндр)  $R_1(\pi/4) = 1.136, R_2(\pi/4) = 1.951$ . В результате нижняя граница добротности оказывается выше границы Чу–Маклина.

Из зависимостей рис. 4 следует, что минимум добротности наблюдается для цилиндра, у которого отношение высоты к диаметру близко к единице, что соответствует  $\theta_0 = \pi/4$ . На рис. 5 представлена зависимость добротности от этого угла при различных значениях  $ka$  (сплошные кривые) в сравнении с пределом Чу–Маклина (штриховые линии). Все зависимости для реальных вибраторов имеют минимум при значениях  $\theta_0$ , близких к  $\pi/4$ . Как и следовало ожидать, во всех случаях предельная добротность Чу–Маклина лежит несколько ниже соответствующих кривых для вибраторов конечных размеров. Возрастание добротности особенно существенно на краях диапазона углов при  $\theta_0 \rightarrow 0$  (предельно тонкий вибратор) и  $\theta_0 \rightarrow \pi/2$  (вибратор переходит в диск).

**Оценка добротности для электрически малой антенны, вписанной в эллипсоид.** Рассмотрим иную постановку: поверхность, описанную вокруг антенны, выберем в виде трехосного эллипсоида (рис. 6), описываемого в декартовой системе координат каноническим уравнением

$$\frac{x^2}{r_1^2} + \frac{y^2}{r_2^2} + \frac{z^2}{r_3^2} = 1.$$

Перейдем в сферическую систему координат и выразим  $R_0$  через остальные параметры сферической системы  $\theta, \varphi$  и параметры декартовой системы  $r_1, r_2, r_3$ . С учетом соотношений, связываю-

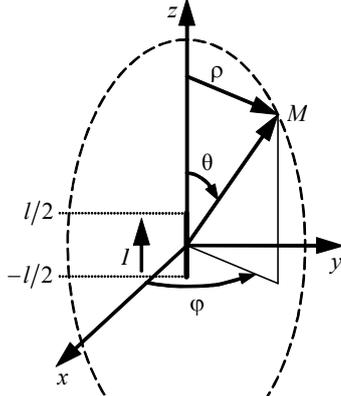


Рис. 6

щих координаты двух систем:  $x = R_0 \sin \theta \cos \varphi$ ,  
 $y = R_0 \sin \theta \sin \varphi$ ;  $z = R_0 \cos \theta$ , имеем:

$$R_0 = r_1 r_2 r_3 / \left[ (r_2 r_3)^2 \sin^2 \theta \cos^2 \varphi + (r_1 r_3)^2 \sin^2 \theta \sin^2 \varphi + (r_1 r_2)^2 \cos^2 \theta \right]^{1/2}. \quad (13)$$

Объемная плотность электрической энергии (без составляющей, отражающей потери на излучение) в соответствии с данными из [2] определяется следующим образом:

$$w_e(r, \theta) = 15(I)^2 k \times \left( \frac{4 \cos^2 \theta - \sin^2 \theta}{r^4} + \frac{4 \cos^2 \theta + \sin^2 \theta}{k^2 r^6} \right). \quad (14)$$

Проинтегрировав плотность по объему, получим электрическую реактивную энергию:

$$W_e = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \int_0^{R_0} w_e(r, \theta) r^2 \sin \theta dr d\theta d\varphi. \quad (15)$$

Мощность потерь на излучение в силу закона сохранения энергии не зависит от формы охватываемой поверхности и определяется по (9).

Подстановкой (14) в (15) с учетом (13) получим:

$$\begin{aligned} W_e &= \frac{(I)^2 15k}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \int_0^{\infty} \left[ \left( \frac{1}{r^4} + \frac{1}{k^2 r^6} \right) 4 \cos^2 \theta + \right. \\ &\quad \left. + \left( \frac{1}{k^2 r^6} - \frac{1}{r^4} \right) \sin^2 \theta \right] r^2 \sin \theta dr d\theta d\varphi = \\ &= \frac{(I)^2 15k}{2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \left( \frac{4 \cos^2 \theta - \sin^2 \theta}{R_0} + \right. \\ &\quad \left. + \frac{4 \cos^2 \theta + \sin^2 \theta}{3k^2 R_0^3} \right) \sin \theta d\theta d\varphi. \end{aligned}$$

После замены переменных предельная добротность для электрически малой антенны, вписанной в эллипсоид, принимает вид

$$Q = \frac{I_1}{k^3 (r_1 r_2 r_3)^3} + \frac{I_2}{k r_1 r_2 r_3}, \quad (16)$$

где

$$I_1 = \frac{1}{8\pi} \int_0^{2\pi} \int_{-1}^1 (3x^2 + 1) (\sqrt{x^2 \alpha + \beta})^3 dx d\varphi;$$

$$I_2 = \frac{3}{8\pi} \int_0^{2\pi} \int_{-1}^1 (5x^2 - 1) \sqrt{x^2 \alpha + \beta} dx d\varphi;$$

причем

$$\alpha = (r_1 r_2)^2 - \beta; \quad \beta = (r_2 r_3 \cos \varphi)^2 + (r_1 r_3 \sin \varphi)^2.$$

Рассмотрим частные случаи конфигурации задачи.

*Антенна, вписанная в сферу.* В этом случае  $r_1 = r_2 = r_3 = a$ . Тогда из (16) получим:

$$I_1 = \frac{a^6}{4} \int_{-1}^1 (3x^2 + 1) dx = a^6;$$

$$I_2 = \frac{3a^2}{4} \int_{-1}^1 (5x^2 - 1) dx = a^2.$$

Тогда выражение для добротности из (16) приобретает вид

$$Q = \frac{I_1}{k^3 a^9} + \frac{I_2}{ka^3} = \frac{1}{(ka)^3} + \frac{1}{ka},$$

что соответствует оценке Маклина и подтверждает тем самым правильность модели.

*Стержневая антенна, вписанная в эллипсоид вращения.* Пусть эллипсоид вписан в сферу так, что  $r_1 = r_2 = \rho_0 = a \sin \theta_0$ ,  $r_3 = a$  (см. рис. 2, кривая 3). Тогда из (16) имеем:

$$Q = \frac{I_1}{k^3 a^3 \sin^3 \theta_0} + \frac{I_2}{ka \sin \theta_0}, \quad (17)$$

где

$$I_1 = \frac{1}{8\pi} \int_0^{2\pi} \int_{-1}^1 (3x^2 + 1) (\sqrt{x^2 \alpha + \beta})^3 dx d\varphi =$$

$$= \frac{1}{4} \int_{-1}^1 (3x^2 + 1) (\sqrt{x^2 (\sin^2 \theta_0 - 1) + 1})^3 dx;$$

$$I_2 = \frac{3}{8\pi} \int_0^1 \int_{-1}^1 (5x^2 - 1) \sqrt{x^2 \alpha + \beta} dx d\varphi =$$

$$= \frac{3}{4} \int_{-1}^1 (5x^2 - 1) \sqrt{x^2 (\sin^2 \theta_0 - 1) + 1} dx.$$

В пределе для  $\theta_0 \rightarrow \pi/2$  из (17) получим оценку Маклина для антенны, вписанной в сферическую поверхность.

Для малых значений углов  $\theta_0$  (что соответствует электрически малой стержневой антенне) из (17) получим:

$$Q \approx \frac{\frac{1}{4\theta_0^3} \int_{-1}^1 (3x^2 + 1) (\sqrt{1-x^2})^3 dx}{k^3 a^3} +$$

$$+ \frac{\frac{3}{4\theta_0} \int_{-1}^1 (5x^2 - 1) \sqrt{1-x^2} dx}{ka} =$$

$$= \frac{1}{k^3 a^3} \frac{9\pi}{64\theta_0^3} + \frac{1}{ka} \frac{3\pi}{32\theta_0} =$$

$$= \frac{1}{k^3 a^3} \frac{0.442}{\theta_0^3} + \frac{1}{ka} \frac{0.295}{\theta_0}. \quad (18)$$

*Дисковая антенна, вписанная в эллипсоид вращения.* В этом случае эллипсоид вписан в сферу так, что  $r_1 = r_2 = a$ ,  $r_3 = a \cos \theta_0$ . Тогда из (16) получим:

$$Q = \frac{I_1}{k^3 a^3 \cos^3 \theta_0} + \frac{I_2}{ka \cos \theta_0},$$

где

$$I_1 = \frac{1}{4} \int_{-1}^1 (3x^2 + 1) \left( \sqrt{x^2 (1 - \cos^2 \theta_0) + \cos^2 \theta_0} \right)^3 dx;$$

$$I_2 = \frac{3}{4} \int_{-1}^1 (5x^2 - 1) \sqrt{x^2 (1 - \cos^2 \theta_0) + \cos^2 \theta_0} dx.$$

При  $\theta_0 \rightarrow 0$  в этом случае имеем оценку Маклина, а для  $\theta_0 \rightarrow \pi/2$ , используя асимптотику  $\cos \theta_0 \approx \pi/2 - \theta_0$ , получим оценку добротности для электрически малой антенны дисковой формы:

$$Q = \frac{I_1}{k^3 a^3 (\pi/2 - \theta_0)^3} + \frac{I_2}{ka (\pi/2 - \theta_0)} =$$

$$= \frac{1}{k^3 a^3} \frac{3}{8(\pi/2 - \theta_0)^3} + \frac{1}{ka} \frac{9}{8(\pi/2 - \theta_0)}. \quad (19)$$

Для сопоставления полученных результатов между собой и их сравнения с известной оценкой Маклина представляет интерес рассмотрение вариантов эллиптической поверхности, вписанной в сферу, задаваемых выражениями  $r_1 = r_2 = a \operatorname{tg} \theta_0$ ,  $r_3 = a$ ,  $0 \leq \theta_0 \leq \pi/4$  и  $r_1 = r_2 = a$ ,  $r_3 = \operatorname{arctg} \theta_0$ ,  $\pi/4 \leq \theta_0 \leq \pi/2$ . В этих случаях, в отличие от цилиндрической поверхности, объем сферы используется более полно.

При первом определении ( $0 \leq \theta_0 \leq \pi/4$ ) имеем:

$$Q = \frac{I_1}{k^3 a^9 (\operatorname{tg} \theta_0)^6} + \frac{I_2}{ka^3 (\operatorname{tg} \theta_0)^2} = \frac{S_1}{k^3 a^3} + \frac{S_2}{ka}, \quad (20)$$

где

$$S_1 = \frac{1}{4(\operatorname{tg} \theta_0)^3} \int_{-1}^1 (3x^2 + 1) \left( \sqrt{x^2 (\operatorname{tg}^2 \theta_0 - 1) + 1} \right)^3 dx;$$

$$S_2 = \frac{3}{4 \operatorname{tg} \theta_0} \int_{-1}^1 (5x^2 - 1) \sqrt{x^2 (\operatorname{tg}^2 \theta_0 - 1) + 1} dx.$$

Для второго определения ( $\pi/4 \leq \theta_0 \leq \pi/2$ ) получим:

$$Q = \frac{I_1}{k^3 a^9 \operatorname{ctg}^3 \theta_0} + \frac{I_2}{ka^3 \operatorname{ctg} \theta_0} = \frac{T_1}{(ka)^3} + \frac{T_2}{ka}, \quad (21)$$

где

$$T_1 = \frac{1}{4 \operatorname{ctg}^3 \theta_0} \times$$

$$\times \int_{-1}^1 (3x^2 + 1) \left( \sqrt{x^2 (1 - \operatorname{ctg}^2 \theta_0) + \operatorname{ctg}^2 \theta_0} \right)^3 dx;$$

$$T_2 = \frac{3}{4 \operatorname{ctg} \theta_0} \times$$

$$\times \int_{-1}^1 (5x^2 - 1) \sqrt{x^2 (1 - \operatorname{ctg}^2 \theta_0) + \operatorname{ctg}^2 \theta_0} dx.$$

**Результаты расчета добротности.** Зависимости предельной добротности антенны, вписанной в сферу Чу–Маклина электрического радиуса  $ka = 0.6$ , от угла  $\theta_0$ , характеризующего формат антенны, приведены на рис. 7. Прямая 1 представляет классический предел Чу–Маклина, кривая 2 – результат, полученный по (12) для вписанной в цилиндр антенны, кривые 3 и 4 соответствуют асимптотическим оценкам по (18) и (19) соответственно, кривая 5 получена для эллиптической поверхности в соответствии с (20), (21).

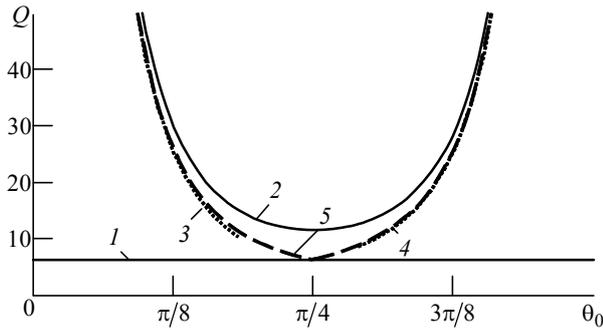


Рис. 7

Анализируя полученные результаты, необходимо отметить ряд практически важных моментов.

1. Все антенны вписаны в сферу электрического радиуса  $ka$ , поэтому оценка Маклина является состоятельной оценкой "снизу", т. е. добротности всех антенн превосходят 1. Из зависимостей на рис. 7 следует, что добротности антенн, чья форма заметно отличается от сферической, значительно превышают оценку Маклина. Таким образом, наглядно проявляется тот факт, что не только радиус описанной сферы, но и форма электрически малой антенны имеет решающее значение для оценки ее добротности. Этот факт объясняется возрастанием запасенной реактивной энергии с указанным отклонением формы.

2. Кривая 2 для антенны цилиндрической формы показывает, что оценка Маклина наиболее точно соответствует минимальной добротности для цилиндра с размером  $L = \rho_0$  ( $\theta_0 = \pi/4$ ), причем по мере отклонения угла от этого значения добротность резко возрастет. В точке минимума отличие добротности от оценки Маклина обусловлено неполным использованием объема сферы цилиндрическим объемом. В этом смысле показательной является кривая 5, соответствующая эллиптической поверхности, более полно использующей объем сферы. Эта кривая всюду идет ниже кривой 2 и при  $\theta_0 = \pi/4$  ввиду полного совпадения эллиптической и исходной сферической поверхностей дает количественное совпадение с теорией Маклина.

Асимптотические формулы для добротности тонкого стержня (18) и плоского диска (19) дают возможность оперативно выполнить оценку добротности для антенн такого предельного формата, однако применение их к оценке широкополосности реальных антенн может дать значительную погрешность ввиду сильно идеализированного токового распределения источника (диполя Герца).

**Приложение 1. Выражение для электрического поля диполя Герца в цилиндрической системе координат.** Магнитное поле, вычисленное по (2), имеет вид

$$\mathbf{H}(\rho, \varphi, z) = \mathbf{e}_\varphi \frac{Il}{4\pi} \rho \exp(-ik\sqrt{\rho^2 + z^2}) \times \left[ ik(\rho^2 + z^2)^{-1} + (\rho^2 + z^2)^{-3/2} \right].$$

Электрическое поле в соответствии с (3):

$$\mathbf{E}(\rho, \varphi, z) = \mathbf{e}_\rho E_\rho(\rho, \varphi, z) + \mathbf{e}_z E_z(\rho, \varphi, z),$$

где

$$E_\rho(\rho, \varphi, z) = \frac{IlZ_0 \exp(-ik\sqrt{\rho^2 + z^2})}{4\pi} \times \left[ \frac{ik\rho z}{(\rho^2 + z^2)^{3/2}} - \frac{3ipz}{k(\rho^2 + z^2)^{5/2}} + \frac{3\rho z}{(\rho^2 + z^2)^2} \right];$$

$$E_z(\rho, \varphi, z) = \frac{IlZ_0 \exp(-ik\sqrt{\rho^2 + z^2})}{4\pi} \times \left[ \frac{i(\rho^2 - z^2)}{k(\rho^2 + z^2)^{5/2}} - \frac{ik\rho^2}{(\rho^2 + z^2)^{3/2}} + \frac{2z^2 - \rho^2}{(\rho^2 + z^2)^2} \right].$$

**Приложение 2. Вычисление реактивной мощности.** Найдем плотность энергии электрического поля (7), используя (4), (5). Слагаемые, описывающие плотность энергии распространяющихся компонентов электрического поля (пропорциональные  $1/r^2$ ), при вычислении реактивной мощности должны быть отброшены.

В итоге для плотности энергии электрического поля имеем:

$$w(\rho, \varphi, z) = \frac{I^2 l^2 \mu}{2(4\pi)^2} \times \left[ \frac{\rho^4 + 4z^4 + 5\rho^2 z^2}{k^2(\rho^2 + z^2)^5} + \frac{3\rho^2 z^2 + 4z^4 - \rho^4}{(\rho^2 + z^2)^4} \right].$$

Подставив полученное выражение в (9), выполним замены переменных  $x = \rho^2$ ,  $dx = 2\rho d\rho$  и  $y = x + z^2$ ,  $dy = dx$ , а также  $\int_{-L}^L dz = 2 \int_0^L dz$ . Далее, интегрируя по  $y$  и сделав во внешнем интеграле замену переменных  $t = z/L$ , с учетом (10) и (11) получим:

$$W_e = \frac{\pi l^2 l^2 \mu}{(4\pi)^2} \left\{ \frac{1}{k^2 a^3 \cos^3 \theta_0} \int_0^1 \left[ \frac{1}{2(t^2 + \operatorname{tg}^2 \theta_0)^2} + \frac{t^2}{(t^2 + \operatorname{tg}^2 \theta_0)^3} \right] dt + \frac{1}{2k^2 a^3 \cos^3 \theta_0} + \frac{1}{a \cos \theta_0} \int_0^1 \left[ \frac{5t^2}{2(t^2 + \operatorname{tg}^2 \theta_0)^2} - \frac{1}{t^2 + \operatorname{tg}^2 \theta_0} \right] dt + \frac{3}{2a \cos \theta_0} \right\}.$$

Далее по (6) с учетом (8) получим окончательную формулу предела добротности (12).

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Chu L. J. Physical Limitations of Omni-Directional Antennas // J. of Applied Physics. 1948. Vol. 19, № 12. P. 1163–1175.
2. McLean J. S. A Re-examination of the Fundamental Limits on the Radiation Q of Electrically Small Antennas // IEEE Transactions on Ant. and Prop. 1996. Vol. AP-44, № 5. P. 672–676.
3. Марков Г. Т., Сазонов Д. М. Антенны: учеб. для студентов радиотехнических специальностей вузов. 2-е изд. М.: Энергия, 1975. 528 с.
4. Одинцов А. Ю., Сугак М. И. Предельная добротность электрически малых антенн, вписанных в цилиндр // Сб. докл. Юбилейной 70-й Всерос. науч.-техн. конф., посвященной Дню радио. Санкт-Петербург, 21–29 апр. 2015 г. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2015. С. 5–6.

S. V. Ballandovich, L. M. Liubina, A. Yu. Odintzov, M. I. Sugak  
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

#### The Limiting Quality Factor of Electrically Small Antennas Inscribed into a Cylinder and an Ellipsoid

*The estimations of the bound of the quality factor for electrically small antennas inscribed in a cylinder and the triaxial ellipsoid are obtained. For antennas whose shape is far from spherical, the above estimation allows to refine the Chu-McLean limit.*

Electrically Small Antenna, Ellipsoid, Quality Factor, Chu-McLean Limit

Статья поступила в редакцию 6 июня 2016 г.



УДК 621.396.96

С. В. Шишанов

Нижегородский государственный технический  
университет им. Р. Е. Алексеева

## Способ устранения неоднозначности измерения координат в многоцелевой обстановке для многопозиционной сверхширокополосной РЛС<sup>1</sup>

Рассмотрен алгоритм однозначного определения координат в многопозиционной радиолокационной системе. Предложен алгоритм расчета размера строка, учитывающего коррелированность первичных измерений. Предложен способ уменьшения вычислительной сложности алгоритма идентификации отметок при вычислении координат аналитическими методами в многоцелевой обстановке.

### Многопозиционная система, сверхширокополосные датчики, измерение координат, линии положения, коэффициент корреляции

Сверхширокополосные радиолокационные системы (СШП РЛС) обеспечивают высокую разрешающую способность по дальности и точность измерения координат целей [1], [2]. Это играет определяющую роль при построении систем ближнего действия, в задачи которых входит, например, обнаружение и определение координат объектов (людей) в закрытом помещении [3], [4]. Дополнительные преимущества по разрешающей способности и точности определения координат объектов обеспечиваются применением многопозиционной конфигурации СШП РЛС [1], [5]. В частности, подобная РЛС, обеспечивающая радиолокационный обзор вокруг автомобиля, может применяться для решения задач обеспечения безопасности дорожного движения [6].

В многопозиционных СШП РЛС для формирования совместной зоны обнаружения нескольких разнесенных позиций на расстояниях, сравнимых с расстоянием между позициями, могут применяться слабонаправленные антенны [5], [6]. При использовании короткоимпульсного СШП-сигнала на каждой из позиций такой системы можно измерить только дальность до объекта. Используя измерения дальностей до одного и того же объекта, полученные различными позициями, можно различными способами вычислить его координаты.

Для определения координат цели дальномерным методом необходимо не менее двух прием-

ных позиций, каждая из которых позволяет измерить время задержки отраженного сигнала и оценить дальность до цели [7]. Однако в многоцелевой ситуации дальномерный метод не позволяет однозначно измерить координаты целей [5].

В условиях многоцелевой обстановки для однозначного измерения координат целей необходимо использовать не менее трех позиций многопозиционной РЛС [5], [7] (рис. 1). В качестве первой группы оценок координат целей можно найти точки пересечения линий положения (окружностей), соответствующих крайним приемным позициям 1 и 2. Затем из полученной группы точек следует отобрать те, которые находятся на таких дальностях от фазового центра приемной пози-

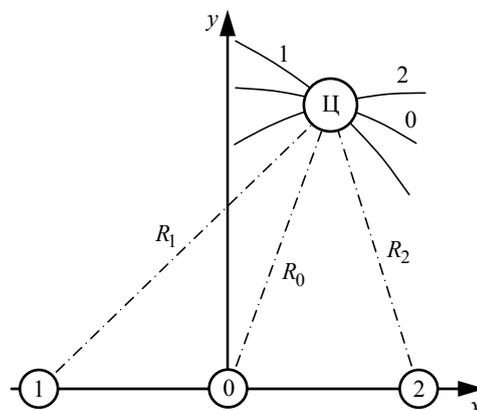


Рис. 1

<sup>1</sup> Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 15-37-20383 мол\_а\_вед.

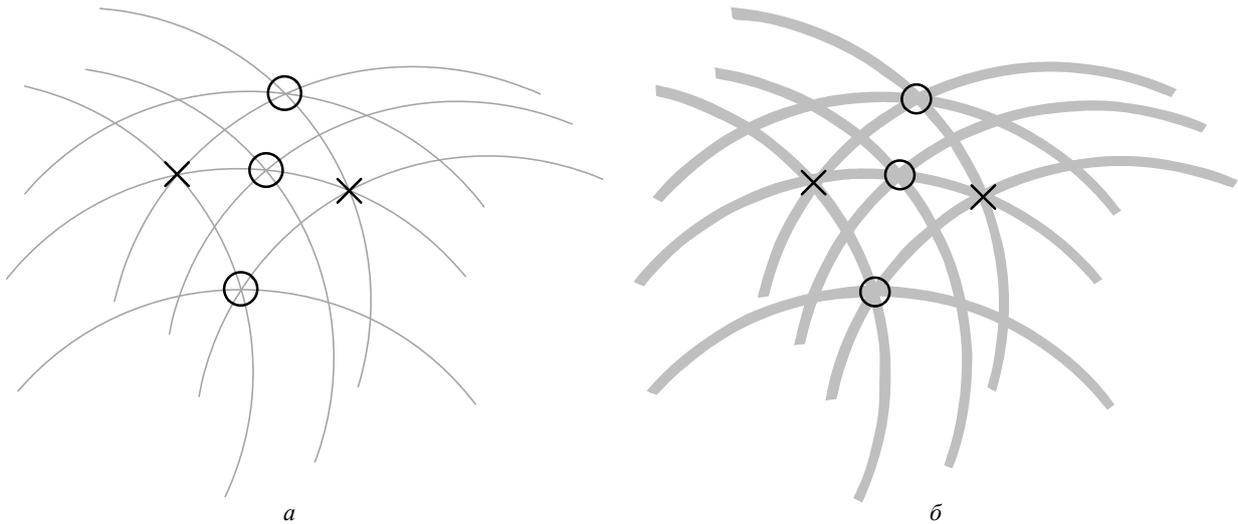


Рис. 2

ции 0, в окрестности которых в центральном приемном канале также обнаружены цели.

Местоположение целей (рис. 2, окружности) определяется по пересечению линий положения (рис. 2, а, кривые). Недостатком описанного метода является то, что в центральном канале в окрестности той же дальности могут быть обнаружены другие объекты, находящиеся в иной азимутальной позиции (рис. 2, а, крестообразные маркеры). При наличии случайных ошибок измерения дальностей вместо линий положения получим области конечной ширины (рис. 2, б, области с заливкой). Увеличение числа целей и среднеквадратического отклонения (СКО) ошибок измерения координат пересечения этих областей неопределенности приводит к повышению вероятности появления ложных отметок. Среднее число возникающих ложных отметок целей тем больше, чем больше целей в зоне обнаружения и больше СКО ошибок измерения дальности каждой из позиций.

В [5] предложен способ уменьшения вероятности появления ложных отметок, заключающийся в вычислении координат целей двумя различными методами и выборе совпадающих результатов.

При наличии измерений дальностей до цели, полученных в трех разнесенных позициях, координаты цели можно определить пеленгационно-дальномерным, дальномерным-суммарно-дальномерным и разностно-дальномерным методами [6], [7]. Однако при малом по сравнению с дальностью до цели расстоянии между приемными позициями точность определения координат дальномерным, суммарно-дальномерным и разностно-дальномерным методами оказывается неудовлетворительной [6].

При использовании алгоритма объединения векторов, описанного в [5], в качестве первой

группы отметок могут использоваться точки пересечения линий положения, построенных по измерениям дальностей  $R_1$  и  $R_2$  до цели (рис. 1) в крайних приемных позициях системы, а в качестве второй группы – оценки местоположения целей, полученные по измерениям разности дальностей в крайних позициях и дальности  $R_0$  в центральной приемной позиции.

В многоцелевой ситуации каждая группа точек будет содержать как правильные, так и ложные отметки целей. Обозначим две группы отметок векторами:

$$\mathbf{G}_д = \begin{bmatrix} x_{д1} & y_{д1} \\ x_{д2} & y_{д2} \\ \vdots & \vdots \\ x_{дN_д} & y_{дN_д} \end{bmatrix} = \mathbf{F}_д \begin{bmatrix} R_{11} & R_{21} \\ R_{12} & R_{22} \\ \vdots & \vdots \\ R_{1N} & R_{2N} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{G}_{пд} = \begin{bmatrix} x_{пд1} & y_{пд1} \\ x_{пд2} & y_{пд2} \\ \vdots & \vdots \\ x_{пдN_{пд}} & y_{пдN_{пд}} \end{bmatrix} = \mathbf{F}_{пд} \begin{bmatrix} R_{01} & \Delta R_1 \\ R_{02} & \Delta R_2 \\ \vdots & \vdots \\ R_{0N} & \Delta R_L \end{bmatrix},$$

где  $\mathbf{G}_д$ ,  $\mathbf{G}_{пд}$  – векторы отметок, полученных дальномерным и пеленгационно-дальномерным методами соответственно;  $x_{д1}, \dots, x_{дN_д}, y_{д1}, \dots, y_{дN_д}$  – координаты цели, вычисленные дальномерным методом;  $N_д$  – размер вектора  $\mathbf{G}_д$ ;  $x_{пд1}, \dots, x_{пдN_{пд}}, y_{пд1}, \dots, y_{пдN_{пд}}$  – координаты цели, вычисленные пеленгационно-дальномерным методом;  $N_{пд}$  – размер вектора  $\mathbf{G}_{пд}$ ;  $\mathbf{F}_д$  и  $\mathbf{F}_{пд}$  – нелинейные векторные функционалы, реализующие операцию оценки координат целей

дальномерным и пеленгационно-дальномерным методами соответственно;  $R_{11}, \dots, R_{1N}$  – оценки дальностей от приемной позиции 1 до целей;  $R_{21}, \dots, R_{2N}$  – оценки дальностей от приемной позиции 2 до целей;  $\Delta R_1, \dots, \Delta R_L$  – оценки разности дальностей от крайних приемных позиций до целей;  $N$  – количество целей;  $L = N^2$  – количество возможных сочетаний разностей дальностей от крайних приемных позиций до целей.

В качестве оценок местоположения объектов следует выбирать те элементы векторов  $\mathbf{G}_d$  ( $\mathbf{G}_{пд}$ ), для которых выполняется условие  $d_{ij} < R_{ij}$ , где  $d_{ij}$  – евклидово расстояние между отметками;  $i, j$  – номера отметок цели, полученных дальномерным и пеленгационно-дальномерным методами;  $R_{ij}$  – размер строка для привязки отметок целей в точках  $\mathbf{r}_{di}$ ,  $\mathbf{r}_{пдj}$ . Расстояние определяется как

$$d_{ij} = \sqrt{(x_{di} - x_{пдj})^2 + (y_{di} - y_{пдj})^2},$$

где  $x_{di}$ ,  $y_{di}$  – элементы вектора  $\mathbf{G}_d$  с номером  $i$ ;  $x_{пдj}$ ,  $y_{пдj}$  – элементы вектора  $\mathbf{G}_{пд}$  с номером  $j$ .

Размер строка для привязки отметок  $R_{ij}$  зависит от СКО определения координат соответствующими методами и от коэффициента корреляции между измерениями первичных параметров:

$$R_{ij} = k \sqrt{\sigma_{\Delta x}^2 + \sigma_{\Delta y}^2},$$

где  $k$  – коэффициент, определяемый допустимыми вероятностями появления ложной отметки и пропуска цели;  $\sigma_{\Delta x}$ ,  $\sigma_{\Delta y}$  – СКО разностей измерений координат, полученные различными методами:

$$\sigma_{\Delta x} = \sqrt{\sigma_{dx}^2 + \sigma_{пдx}^2 - \sigma_{dx} \sigma_{пдx} r_x};$$

$$\sigma_{\Delta y} = \sqrt{\sigma_{dy}^2 + \sigma_{пды}^2 - \sigma_{dy} \sigma_{пды} r_y},$$

причем  $\sigma_{dx}$ ,  $\sigma_{dy}$  – СКО ошибок определения координат  $x$  и  $y$  дальномерным методом;  $\sigma_{пдx}$ ,  $\sigma_{пды}$  – СКО ошибок определения координат  $x$  и  $y$  пеленгационно-дальномерным методом;  $r_x$ ,  $r_y$  – выборочные коэффициенты корреляции ошибок измерения координат  $x$  и  $y$  двумя разными методами.

Для нахождения выборочного коэффициента корреляции между истинными значениями координат для дальномерного и пеленгационно-дальномерного

методов разложим формулы из [6] в ряд Тейлора в окрестности истинного значения координат  $(x_0, y_0)$  и ограничимся первым членом разложения:

$$\Delta x_d = (\partial x_d / \partial R_1)(R_1 - R_{10}) + (\partial x_d / \partial R_2)(R_2 - R_{20});$$

$$\Delta y_d = (\partial y_d / \partial R_1)(R_1 - R_{10}) + (\partial y_d / \partial R_2)(R_2 - R_{20});$$

$$\Delta x_{пд} = (\partial x_{пд} / \partial R_1)(R_1 - R_{10}) +$$

$$+ (\partial x_{пд} / \partial R_2)(R_2 - R_{20}) + (\partial x_{пд} / \partial R_0)(R_0 - R_{00});$$

$$\Delta y_{пд} = (\partial y_{пд} / \partial R_1)(R_1 - R_{10}) +$$

$$+ (\partial y_{пд} / \partial R_2)(R_2 - R_{20}) + (\partial y_{пд} / \partial R_0)(R_0 - R_{00}),$$

где  $\partial x_d / \partial R_1$ ;  $\partial x_d / \partial R_2$ ;  $\partial y_d / \partial R_1$ ;  $\partial y_d / \partial R_2$ ;  $\partial x_{пд} / \partial R_1$ ;  $\partial x_{пд} / \partial R_2$ ;  $\partial x_{пд} / \partial R_0$ ;  $\partial y_{пд} / \partial R_1$ ;  $\partial y_{пд} / \partial R_2$ ;  $\partial y_{пд} / \partial R_0$  – частные производные координат  $x_d$ ,  $y_d$ ,  $x_{пд}$ ,  $y_{пд}$  по измеряемым расстояниям  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_0$  от цели до приемных позиций 1, 2 и 0 соответственно;  $R_{10}$ ,  $R_{20}$ ,  $R_{00}$  – истинные значения изменяемых параметров  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_0$ .

В предположении, что случайные ошибки оценивания координат обусловлены ошибками измерения дальностей  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_0$ , смешанные выборочные начальные моменты второго порядка определяются следующим образом:

$$M\{\Delta x_d, \Delta x_{пд}\} =$$

$$= M\left\{\left[\frac{\partial x_d}{\partial R_1}(R_1 - R_{10}) + \frac{\partial x_d}{\partial R_2}(R_2 - R_{20})\right] \times\right.$$

$$\left. \times \left[\frac{\partial x_{пд}}{\partial R_1}(R_1 - R_{10}) + \frac{\partial x_{пд}}{\partial R_2}(R_2 - R_{20}) +\right.\right.$$

$$\left. \left. + \frac{\partial x_{пд}}{\partial R_0}(R_0 - R_{00})\right]\right\};$$

$$M\{\Delta y_d, \Delta y_{пд}\} =$$

$$= M\left\{\left[\frac{\partial y_d}{\partial R_1}(R_1 - R_{10}) + \frac{\partial y_d}{\partial R_2}(R_2 - R_{20})\right] \times\right.$$

$$\left. \times \left[\frac{\partial y_{пд}}{\partial R_1}(R_1 - R_{10}) + \frac{\partial y_{пд}}{\partial R_2}(R_2 - R_{20}) +\right.\right.$$

$$\left. \left. + \frac{\partial y_{пд}}{\partial R_0}(R_0 - R_{00})\right]\right\},$$

где  $M\{\cdot\}$  – оператор выборочного центрального момента.

При раскрытии скобок в (1) образуются слагаемые, в которые множители  $(R_1 - R_{10})$ ,  $(R_2 - R_{20})$  входят в первой и второй степени. Слагаемые, содержащие смешанные произведения этих множителей в первой степени, равны нулю ввиду независимости измерений дальности

стей, полученных разными датчиками. Слагаемые, в которые разности входят во второй степени, определяют дисперсию флуктуационной составляющей ошибки оценивания.

Выборочные коэффициенты корреляции по координатам  $x$  и  $y$  определяются по формулам

$$r_x = \frac{M\{\Delta x_d, \Delta x_{пд}\}}{\sigma_{x_d} \sigma_{x_{пд}}}; \quad r_y = \frac{M\{\Delta y_d, \Delta y_{пд}\}}{\sigma_{y_d} \sigma_{y_{пд}}}.$$

На рис. 3 приведены зависимости коэффициентов корреляции в зависимости от координаты  $x$  при расположении приемопередающих позиций вдоль этой оси. Расстояние по координате  $y$  составляет 20 м. Ширина спектра частот сигнала равна 4 ГГц, расстояние между приемными позициями 1 м.

При стремлении значения координаты  $x$  к 0 коэффициенты корреляции  $r_x$  и  $r_y$  также стремятся к 0 (рис. 3). Это объясняется тем, что при  $x \rightarrow 0$  производные координат  $x_d, y_d, x_{пд}, y_{пд}$  по измеряемым параметрам  $R_1$  и  $R_2$  также стремятся к нулю. В этой позиции координаты цели, оцениваемые пеленгационно-дальномерным методом, полностью определяются измерением дальности из центральной приемной позиции, независимым по отношению к измерениям дальностей из крайних приемных позиций. При отдалении координаты цели от 0 коэффициенты корреляции  $r_x$  и  $r_y$  стремятся к 1, что объясняется тем, что производные координат  $x_d, y_d, x_{пд}, y_{пд}$  по измеряемым параметрам  $R_1$  и  $R_2$  стремятся к одному и тому же значению. В этом случае координаты цели практически полностью определяются измерениями дальностей из крайних приемных позиций.

Таким образом, некоррелированность оценок координат при нахождении цели на траверсе центральной позиции приводит к тому, что СКО разности оценок, полученных дальномерным и пеленгационно-дальномерным методами, в этой области оказывается наибольшим. Следовательно, для сохранения требуемой вероятности правильной привязки отметок целей размер строга здесь необходимо увеличивать.

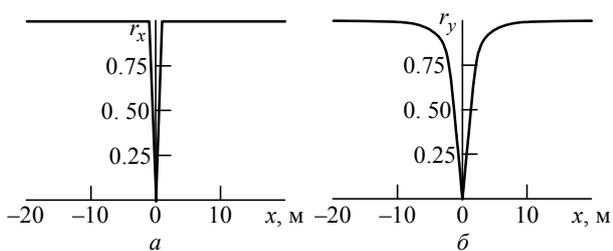


Рис. 3

В рассмотренной конфигурации приемных позиций при нормальном законе распределения ошибок измерения и  $k=3$  вероятность пропуска истинной отметки составляет около 0.3 %.

**Способ уменьшения размеров анализируемых векторов.** С увеличением количества целей резко возрастают размеры векторов  $\mathbf{G}_d$  и  $\mathbf{G}_{пд}$ , поскольку размер  $\mathbf{G}_d$  равен  $N^2$ , а размер  $\mathbf{G}_{пд}$  составляет  $2N^3$  при  $N$  целях, обнаруженных в центральной позиции [7].

При вычислении координат дальномерным методом следует учесть, что, если дальность до фиксируемой цели от левой приемной позиции равна  $R_1$ , то дальность до этой же цели от правой приемной позиции будет лежать в области, ограниченной максимально и минимально возможными дальностями  $R_{max}$  и  $R_{min}$ , которые определяются как длины отрезков от правой приемной позиции до точек пересечения окружности радиуса  $R_1$  с границами зоны обнаружения (рис. 4, а).

При вычислении координат пеленгационно-дальномерным методом следует учесть, что при дальности до цели от центральной приемной позиции  $R_0$  дальности до этой же цели из крайних позиций по этой же причине будут лежать в областях, ограниченных максимально и минимально возможными дальностями  $R_{max1}, R_{min1}, R_{max2}$  и  $R_{min2}$ , которые определяются как длины отрезков от крайних приемных позиций до точек пересечения окружности радиуса  $R_0$  с границами зоны обнаружения (рис. 4, б).

Таким образом, для уменьшения размеров векторов  $\mathbf{G}_d$  и  $\mathbf{G}_{пд}$  при оценке координат целей необходимо учитывать только те значения дальностей, которые принадлежат следующим интервалам:

$$R_{min1} < R_1 < R_{max1}; \quad R_{min2} < R_2 < R_{max2}.$$

Для пары измерений, включающей разности дальностей до цели  $\Delta R = R_1 - R_2$  и дальность до цели в центральной позиции  $R_0$ , пеленгационно-дальномерный метод дает две оценки координат [6]. При вычислении координат цели можно исключить часть ложных отметок, определив положение цели относительно центральной приемной позиции (рис. 4, б). Если разность дальностей  $\Delta R < 0$ , то цель располагается в левой полуплоскости (I), если же разность  $\Delta R > 0$ , то цель находится в правой полуплоскости (II). Таким образом, при

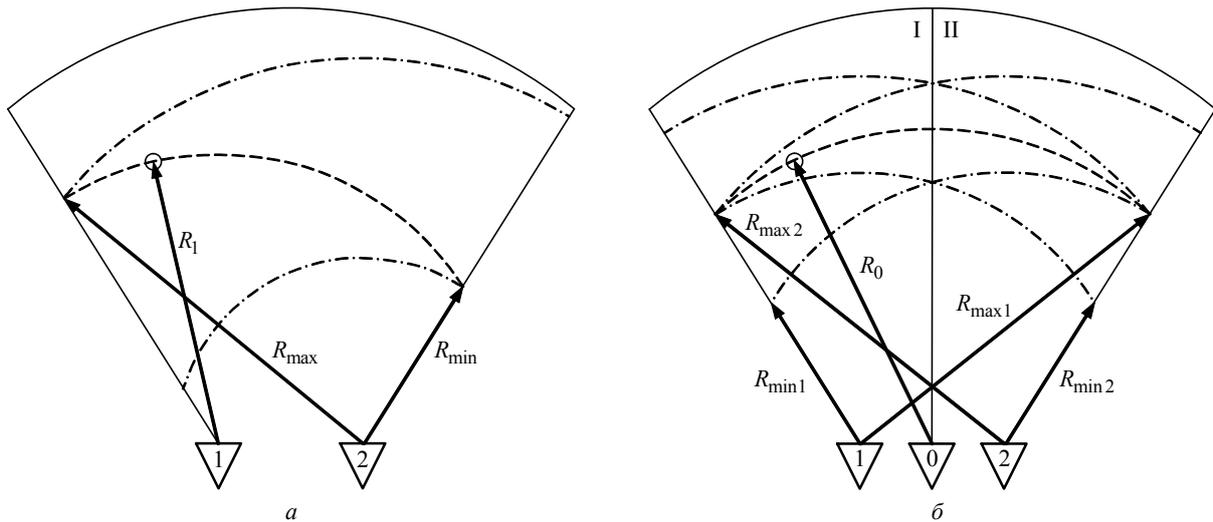


Рис. 4

использовании пеленгационно-дальномерного метода измерения координат размер вектора измерений  $\mathbf{G}_{\text{пд}}$  уменьшается в 2 раза.

В пределе размеры векторов  $\mathbf{G}_{\text{д}}$  и  $\mathbf{G}_{\text{пд}}$  уменьшаются до количества обнаруженных целей в центральной приемной позиции  $N$ .

**Результаты математического моделирования.**

Предложенный способ уменьшения числа ложных отметок исследован методом математического моделирования. Параметры модели: ширина спектра частот сигнала 4 ГГц, расстояние между приемными позициями  $d = 1$  м, сектор обзора  $120^\circ$ , максимальная дальность обнаружения 30 м. Результаты усреднялись по 100 реализациям случайного размещения целей в зоне обнаружения.

На рис. 5 приведены графики зависимости размеров  $N_{\text{д}}$  и  $N_{\text{пд}}$  векторов  $\mathbf{G}_{\text{д}}$  и  $\mathbf{G}_{\text{пд}}$  от числа целей  $N$ . Кривые 1 соответствуют исходным размерам векторов, кривые 2 – размерам при приме-

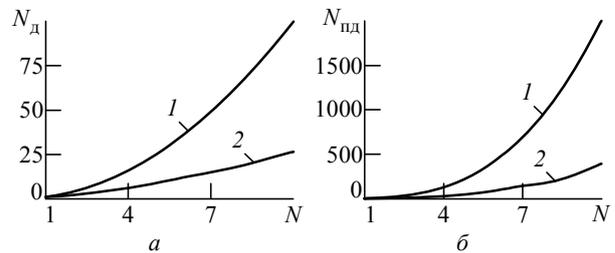


Рис. 5

нении предложенного способа уменьшения числа ложных отметок.

Из представленных результатов следует, что предложенный способ уменьшения размерности объединяемых векторов  $\mathbf{G}_{\text{д}}$  и  $\mathbf{G}_{\text{пд}}$  при количестве обнаруженных целей больше 5 обеспечивает существенное сокращение вычислительных затрат при объединении оценок координат, соответствующих этим векторам. При обнаружении более 10 целей размеры векторов  $\mathbf{G}_{\text{д}}$  и  $\mathbf{G}_{\text{пд}}$  уменьшаются в среднем в 5 раз.

**СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Чапурский В. В. Избранные задачи теории сверхширокополосных радиолокационных систем. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2012. 279 с.
2. Иммореев И. Я. Сверхширокополосные радары. Особенности и возможности // Радиотехника и электроника. 2009. Т. 54, № 1. С. 5–31.
3. Устройства для обнаружения и мониторинга живых движущихся объектов с использованием короткоимпульсных сверхширокополосных измерительных сигналов / А. В. Андриянов, Г. С. Икрамов, М. В. Пугин, А. А. Рябинкин // Успехи современной радиоэлектроники. 2009. Вып. 1–2. С. 73–82.
4. Андриянов А. В., Мякинков А. В. Обработка сигналов сверхширокополосного радара с антенной решеткой // Радиотехника. 2011. № 6. С. 31–36.
5. Myakinkov A. V., Smirnova D. M. Measurement of Coordinates of the Targets Placed Behind of Radio-Transparent Barrier with Multi-Static Ultra-Wide Band Radar // 5th Int. Conf. on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS 2010). Sevastopol, Ukraine, 6–12 Sept. 2010 г. Piscataway: IEEE, 2010. P. 147–149.
6. Шишанов С. В., Мякинков А. В. Система кругового обзора транспортных средств на основе сверхширокополосных датчиков // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2015. Вып. 2. С. 55–60.
7. Кондратьев В. С., Котов А. Ф., Марков Л. Н. Многопозиционные радиотехнические системы / под ред. В. В. Цветнова. М.: Радио и связь, 1986. 264 с.

S. V. Shishanov  
Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev

## The Technique of Cancellation Ambiguity Coordinates Measurement in the Multi-Target Environment for Ultra-Wideband Radar

*The technique of cancellation ambiguity coordinates measurement in the multi-target environment for ultra-wideband radar is proposed. The method for reducing the computational complexity of the algorithm identifying targets in the multi-target environment is proposed.*

Multi-Static System, Ultra-Wideband Sensors, Coordinate Measurements, Line Positions, Accuracy Estimations, Correlation Coefficient  
Статья поступила в редакцию 15 апреля 2016 г.

УДК 621.396.96

А. В. Кваснов  
АО "Заслон" (Санкт-Петербург)

## Метод отождествления радиоизлучающих целей пространственно-разнесенными пассивными радиоэлектронными станциями на основе $t$ -критерия Стьюдента

*Рассмотрен метод отождествления принимаемых отметок цели пространственно-разнесенными пассивными радиоэлектронными станциями. В качестве математической модели использован  $t$ -критерий Стьюдента для проверки статистических гипотез о средних значениях. Проведено имитационное моделирование алгоритма, показавшее его эффективность; рассмотрен пример его реализации.*

### Отождествление целей, радиоизлучающая цель, идентификация радиоизлучающих целей, пассивные радиоэлектронные станции, пространственно-разнесенные станции

Существующая в настоящее время проблема отождествления источников радиоизлучения (ИРИ), сигналы от которых принимаются двумя и более пространственно-разнесенными пассивными радиоэлектронными станциями (РЭС), крайне актуальна в условиях информационного взаимодействия объектов различного типа и класса [1]. Подобная проблема может существовать для наземных радиоэлектронных комплексов, комплексов морского базирования, а также для воздушных средств освещения обстановки. Принимаемые двумя и более РЭС отметки ИРИ требуют идентификации и отождествления по некоторому алгоритму. Возможны ошибки типа пропуска отметки цели, принятия истинной отметки за ложную, а ложной за истинную.

Рассмотрим описанную проблему на примере двух ИРИ1 и ИРИ2, сигналы от которых поступают на две РЭС1 и РЭС2 (рис. 1). Пространственно-разнесенные РЭС1 и РЭС2 принимают сигналы и обрабатывают формуляры целей ИРИ1

и ИРИ2. РЭС1 принимает сигнал с двух пеленгов  $\varepsilon_{11}$  и  $\varepsilon_{12}$ , а РЭС2 – с пеленгов  $\varepsilon_{21}$  и  $\varepsilon_{22}$  (первый индекс соответствует номеру РЭС, второй – номеру ИРИ). Без отождествления возможны си-

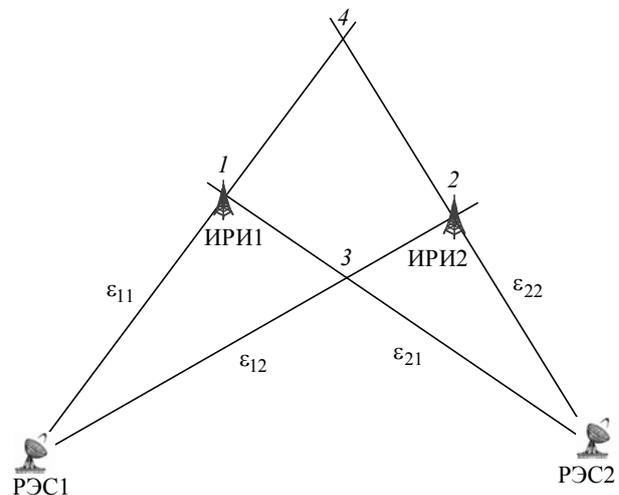


Рис. 1

туации, когда ложное положение ИРИ1 и ИРИ2 в точках 3 и 4 может быть принято за истинное положение в точках 1 и 2.

Из комбинаторики известно [2], что общее число возможных позиций ИРИ1 и ИРИ2  $N$  в этом случае определяется перестановкой всех возможных комбинаций числа пеленгов  $n$  как  $N = n!$  Для двух пеленгов это значение  $N_{n=2} = 2! = 2$ . Количество ложных позиций для двух станций ИРИ1 и ИРИ2 может быть рассчитано как количество всех беспорядков порядка  $n$ , вычисляемое с помощью принципа включения–исключения [2]. Это количество описывается суфакториалом:

$$!n = \sum_{k=0}^n (-1)^k \frac{n!}{k!}$$

Для  $n = 2$ :

$$!n = (-1)^0 \frac{2!}{0!} + (-1)^1 \frac{2!}{1!} + (-1)^2 \frac{2!}{2!} = 1.$$

Для отметок целей ИРИ1 и ИРИ2, принимаемых РЭС1, вероятность их правильного отождествления  $P(A)$  с отметками, полученными от РЭС 2, определяется как

$$P(A) = 1 - P(\bar{A}),$$

где  $P(\bar{A}) = !n/n!$  – вероятность неправильного отождествления отметок ИРИ1 и ИРИ2 РЭС1.

В результате получим  $P(A) = 0.5$ . Таким образом, можно утверждать, что в условиях использования только известных пеленгов нельзя установить строгое соответствие некоторой РЭС некоторому ИРИ, т. е. отождествить двумя радиостанциями объект излучения. Необходим метод, позволяющий обеспечить идентификацию заданного объекта в заданной точке пространства, учитывающий дополнительные параметры, принимаемые РЭС.

Отождествление отметок радиоизлучающей цели пассивными РЭС может производиться различными методами. К первой группе можно отнести методы, основанные на аналитическом описании взаимного расположения ИРИ. Это пеленгационные методы [3], [4], различные алгоритмы, базирующиеся на взаимном расположении наблюдаемых объектов [5], способы синтеза квазиоптимальных фильтров [6], [7]. Ко второй группе относятся статистические методы, позволяющие по вероятностным характеристикам идентифицировать объекты различных типов. Это, прежде всего, метод максимума функции правдоподобия [1] и пороговые методы [8], [9].

В настоящей статье исследуется метод, позволяющий на основе выборки значений наблюдаемого параметра (несущей частоты сигнала, длительности импульса, периода повторения импульсов и др.) двумя пассивными РЭС отождествить два ИРИ. Данные поступают в виде формуляров цели, обработка которых производится по специальному алгоритму. В этом случае отождествление двух отметок цели реализуется на основании статистической проверки гипотез (статистических критериев). Другими словами, это означает формирование некоторой математической модели (правила), на основании которой принимается или отвергается та или иная статистическая гипотеза с известным уровнем значимости.

**Метод решения проблемы.** В математике выделяют следующие группы статистических критериев [10]:

- параметрические критерии, основанные на вероятностном распределении полученных данных (критерий Фишера,  $t$ -критерий Стьюдента и др.);
- непараметрические критерии, использующие частоты и ранги событий (критерий Пирсона, критерий Колмогорова–Смирнова и др.).

Поскольку отождествление отметок необходимо производить с учетом принимаемых и обрабатываемых формуляров цели, целесообразно использовать параметрические критерии. В этом случае выборка значений, полученная за конечный временной интервал, подчиняется определенному вероятностному закону распределения. В качестве такого закона примем распределение Стьюдента ( $t$ -распределение). Этот выбор обусловлен двумя факторами:

- гипотезой о нормальном законе распределения оцениваемых параметров генеральной совокупности;
- неизвестной дисперсией выборки оцениваемого параметра.

Критерий Стьюдента характеризуется следующей моделью. Пусть имеется нормальная случайная величина  $X$  с нормальным распределением  $N(\mu, \sigma^2)$ . Существует выборка наблюдений из  $X = (x_1 \ x_2 \ \dots \ x_i \ \dots \ x_n)$ ,  $x_i \in (-\infty; +\infty)$ ,  $i \in [1; n]$ , такая, что оценке  $\mu$  можно сопоставить

выборочное среднее  $\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{r=1}^n x_r$ , а оценке  $\sigma^2$  –

выборочную дисперсию  $s^2 = \frac{1}{n-1} \sum_{r=1}^n (x_r - \bar{x})^2$ .

Случайная величина

$$t = \frac{\bar{x} - \mu}{s/\sqrt{n}}$$

подчиняется так называемому *t*-распределению Стьюдента с  $n - 1$  степенями свободы. Плотность вероятности этого распределения (рис. 2) определяется как

$$q(t) = \frac{\Gamma[(n+1)/2]}{\sqrt{\pi n} \Gamma[(n+1)/2]} \left(1 + \frac{t^2}{n}\right)^{-(n+1)/2},$$

где

$$\Gamma[(n+1)/2] = \frac{2}{n+1} \prod_{i=1}^{\infty} \frac{2i(1+1/i)^{(n+1)/2}}{2i+n+1}$$

– гамма-функция Эйлера;  $n = 1, 2, \dots$

Математическое ожидание распределения равно 0 для любых  $n > 1$ , дисперсия составляет  $n/(n-2)$ ,  $n > 2$ .

Основным свойством распределения Стьюдента является инвариантность относительно параметров  $(\mu, \sigma^2)$ . Это свойство позволяет использовать распределение Стьюдента для проверки статистических гипотез при отсутствии информации о параметрах генеральной совокупности, что на практике встречается часто. Принимаемые двумя РЭС отметки цели можно представить как выборки значений на заданном временном интервале, которые независимы и подчинены нормальному распределению. По этой причине *t*-критерий может быть применен к задаче отождествления на основании статистической значимости различий средних значений двух выборок принятого сигнала.

Предположим, существует две независимые выборки

$$X = (x_1 \ x_2 \ \dots \ x_m) \text{ и } Y = (y_1 \ y_2 \ \dots \ y_n)$$

объемов  $m$  и  $n$  из нормальной совокупности, имеющих математические ожидания  $\mu_1, \mu_2$  и неизвестные дисперсии  $\sigma_1^2, \sigma_2^2$  соответственно.

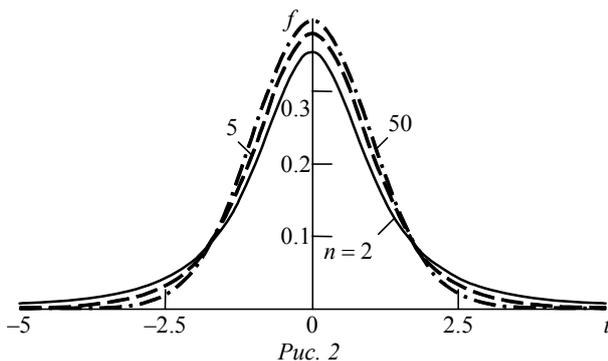


Рис. 2

Задача будет формулироваться следующим образом. Необходимо проверить нулевую гипотезу  $H_0$ :

$\mu_1 = \mu_2$  для любых  $\sigma_1^2 \neq \sigma_2^2$ . Полагается, что функция распределения Стьюдента  $Q_n(t)$  имеет  $m + n - 2$  степеней свободы. Критерий проверки гипотезы – двухсторонний (возможна как гипотеза  $\mu_1 \geq \mu_2$ , так и гипотеза  $\mu_1 \leq \mu_2$ ), и существует уровень значимости (квантиль)  $\alpha \in [0, 1]$ , такой, что

$$Q_n(t_{\alpha, m+n-2}) = 1 - \alpha. \quad (1)$$

Средние значения выборок  $X$  и  $Y$ :

$$\bar{x} = \frac{1}{n_X} \sum_{r_X=1}^{n_X} x_r; \quad \bar{y} = \frac{1}{n_Y} \sum_{r_Y=1}^{n_Y} y_r,$$

а их эмпирические дисперсии:

$$s_X^2 = \frac{1}{n_X - 1} \sum_{r_X=1}^{n_X} (x_r - \bar{x})^2;$$

$$s_Y^2 = \frac{1}{n_Y - 1} \sum_{r_Y=1}^{n_Y} (y_r - \bar{y})^2.$$

В таком случае двухвыборочная *t*-статистика для проверки нулевой гипотезы:

$$t_{m+n-2} = \frac{\bar{x} - \bar{y}}{\sqrt{s_X^2/n_X + s_Y^2/n_Y}}, \quad (2)$$

где  $s_X^2/n_X + s_Y^2/n_Y$  – выборочная дисперсия  $x - y$ .

Таким образом, *t*-критерий Стьюдента (2) обеспечивает проверку гипотезы о равенстве средних значений даже при различном объеме выборок, а также при отсутствии информации о дисперсии каждой из них. Эти свойства позволяют использовать *t*-критерий для отождествления отметок цели, принимаемых в различных точках пространства, но имеющих общее происхождение, т. е. общую генеральную совокупность всех параметров, которой обладает ИРИ.

На рис. 3 представлена ситуация приема сигнала от ИРИ двумя РЭС. РЭС1 находится на борту самолета, РЭС2 – на корабле.

Пассивные средства обнаружения определяют траекторные параметры объектов расположения: пеленги углов места  $\beta_1, \beta_2$  и азимутов  $\varepsilon_1, \varepsilon_2$  в системах координат самолета и корабля соответственно [11]:

$$\mathbf{I}_{\text{тр}\xi} = [\varepsilon_\xi \ \beta_\xi]^\text{T}, \quad \xi = 1, 2. \quad (3)$$

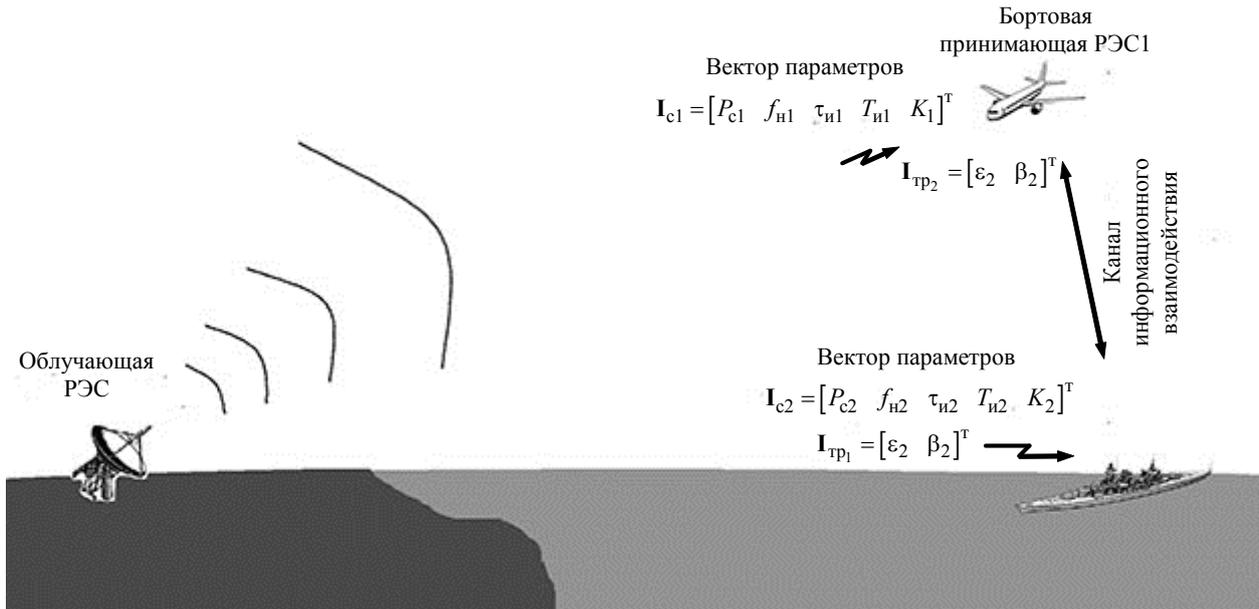


Рис. 3

Помимо этого пассивные средства способны принимать информацию о сигнальных признаках объекта. Как правило, радиоизлучение содержит ряд информационных параметров, по которым можно отождествлять различные объекты:

$$I_{c\xi} = [P_{c\xi} \quad f_{n\xi} \quad \tau_{n\xi} \quad T_{n\xi} \quad K_{\xi}]^T, \quad \xi = 1, 2, \quad (4)$$

где  $P_{c\xi}$ ,  $f_{n\xi}$  – мощности и несущие принимаемых сигналов соответственно;  $\tau_{n\xi}$ ,  $T_{n\xi}$  – длительности и периоды следования радиоимпульсов соответственно;  $K_{\xi}$  – виды внутриимпульсной модуляции.

Все указанные в (3), (4) параметры можно считать статистически независимыми. Тогда сигнальные признаки (4) в силу большего количества обладают более высокой информативностью по сравнению с траекторными (3). По этой причине целесообразно использовать именно их. Отождествление может происходить посредством передачи информационных пакетов по радиоканалу информационного обмена между РЭС самолета и корабля (рис. 3). Алгоритмическая задача решается в вычислительном комплексе самолета или корабля. Задача состоит в отыскании за установленное время наблюдения  $T_{набл}$  наиболее стационарного сигнального параметра:  $v_i(T_{набл}) = const$ . В этом случае необходимое условие использования  $t$ -критерия Стьюдента имеет вид:  $T_{набл} \gg t_{ф.ц}$ , где  $t_{ф.ц}$  – длительность приема и обработки одного формуляра цели.

Иными словами, измеряемый параметр (например, длительность импульса) должен иметь постоянное значение, вариации которого в процессе передачи радиосигнала происходят лишь вследствие влияния внешних шумов. Так, например, преднамеренная перестройка длительности импульсов делает невозможным использование  $t$ -критерия. РЭС1 и РЭС2 обрабатывают выборки длительности импульсов из генеральной совокупности с нормальным законом распределения.

**Результаты имитационного моделирования.** По результатам исследований выполнено имитационное моделирование процесса отождествления одной цели двумя РЭС. Использован пакет математического моделирования MATLAB-2012 с функцией проверки статистических гипотез `ttest2`. Проверка гипотезы о различии или отождествлении двух отметок цели РЭС выполнялась на основании анализа несущей частоты ИРИ  $f_n$ , характеризующейся среднеквадратическим отклонением  $\sigma_{f_n}$ . Условия экспериментов и принятые решения сведены в табл. 1. Уровень значимости ука-

Таблица 1

Рис. 4	$n_1$	$n_2$	$\frac{\Delta f_n}{\sigma_{f_n}}$	Уровень значимости	Решение по гипотезе $H_0$
<i>a</i>	5	5	0.25	0.40	Принята
<i>б</i>	5	5	0.5	0.26	Принята
<i>в</i>	5	5	1.0	0.87	Принята
<i>г</i>	5	50	0.25	0.06	Принята
<i>д</i>	5	50	0.5	0.09	Принята
<i>е</i>	5	50	1.0	0.01	Отвергнута
<i>ж</i>	50	50	0.25	0.50	Принята
<i>з</i>	50	50	0.5	0.01	Отвергнута
<i>и</i>	50	50	1.0	>0.01	Отвергнута

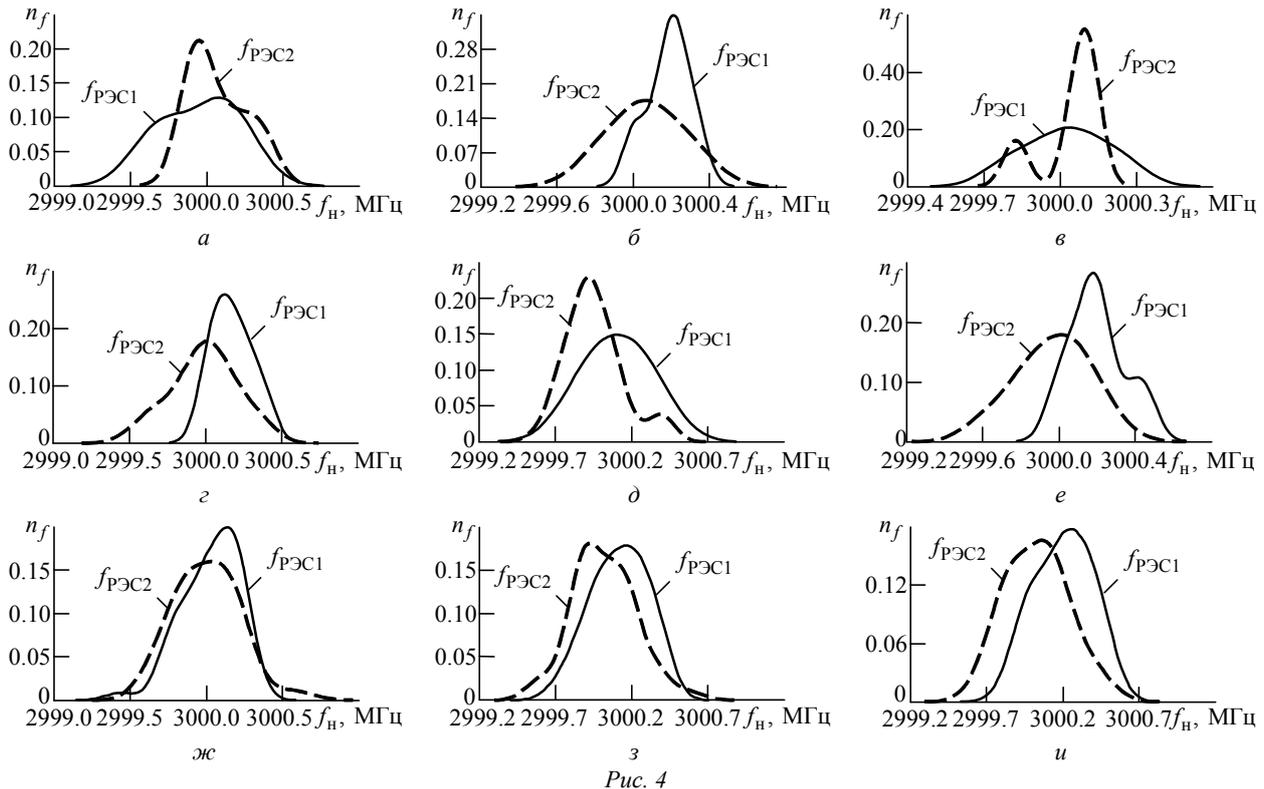


Рис. 4

зывает вероятность того, что выборки, полученные двумя РЭС, принадлежат двум различным генеральным совокупностям. На рис. 4 представлены распределения относительной частоты повторения значений  $n_f$  выборок  $f_H$ , полученные двумя пространственно-разнесенными РЭС.

По результатам моделирования можно выделить несколько ключевых моментов:

- Увеличение объема выборки принимаемого параметра приближает его выборочное распределение к нормальному закону. Это, в свою очередь, увеличивает точность определения математического ожидания каждой из выборок и дает существенное преимущество в принятии решения о статистической значимости гипотезы.
- Значимым при анализе является разница математических ожиданий выборок, нормированная на средноквадратическое отклонение измеряемого параметра, что существенно сказывается на точности решения. По этой причине целесообразно делать выборки наблюдаемого параметра из формуляров цели  $n_1, n_2 \geq 50$ .

**Пример отождествления цели по  $t$ -критерию Стьюдента.** Предположим, что две РЭС принимают радиоизлучения в течение  $t=1$  с. За указанный промежуток времени РЭС1 получил 6 формуляров цели, РЭС2 – 8 формуляров, приве-

Таблица 2

РЭС	Параметры сигнала			Вид внутриимпульсной модуляции
	$f_H$ , ГГц	$\tau_n$ , мкс	$T_n$ , мс	
РЭС1	16.60	10	0.25	ЛЧМ
	16.62	12	0.01	
	16.59	8	0.1	
	16.57	4	0.25	
	16.60	15	0.05	
РЭС2	16.62	1	0.01	
	16.65	4	0.01	
	16.62	5	0.01	
	16.69	12	0.25	
	16.67	15	0.05	
	16.61	1	0.25	
	16.62	8	0.05	
	16.63	8	0.01	
16.60	4	0.01		

денных в табл. 2. Требуется определить, происходит ли излучение от одной радиоэлектронной станции или от двух различных станций.

Из табл. 2 видно, что радиосигнал излучается на некоторой средней несущей частоте с перестройкой длительности и периода следования импульсов, т. е. условие  $T_{набл} \gg t_{ф.ц}$  не выполняется. По этой причине целесообразно для отождествления объекта обрабатывать выборки по несущей частоте как наиболее устойчивому параметру. Предполагается, что принимаемые значения распределены по нормальному закону и имеют несмещенную оценку.

Средние значения зафиксированной частоты составляют:

$$\bar{f}_{H1} = \sum_{r_1=1}^6 f_{Hr_1} = 16.60 \text{ ГГц};$$

$$\bar{f}_{H2} = \sum_{r_2=1}^8 f_{Hr_2} = 16.64 \text{ ГГц};$$

$$\sigma_1^2 = \frac{1}{5} \sum_{r_1=1}^6 (f_{Hr_1} - \bar{f}_{H1})^2 = 360 \text{ МГц}^2;$$

$$\sigma_2^2 = \frac{1}{5} \sum_{r_2=1}^8 (f_{Hr_2} - \bar{f}_{H2})^2 = 970 \text{ МГц}^2.$$

Значение  $t$ -критерия определяется согласно (2):

$$t = \frac{|\bar{f}_{H1} - \bar{f}_{H2}|}{\sqrt{\sigma_1^2/6 + \sigma_2^2/8}} = \frac{|16.60 - 16.64|}{\sqrt{0.36/6 + 0.97/8}} = 2.69.$$

Для получившегося значения  $t = 2.69$  со степенями свободы  $n = 12$  проверяют гипотезу  $H_0$  на равенство средних по таблице квантилей распределения Стьюдента  $t_{\alpha, n}$  (табл. 3):

$$t_{0.98, 12} = 2.6810 < t = 2.69 < t_{0.99, 12} = 3.0545.$$

Вероятность отождествления определяется по (1).

Таким образом, расчет показал, что принимаемый двумя РЭС радиосигнал принадлежит одной станции с вероятностью  $Q = 98 \%$ .

В реальных условиях следует руководствоваться более общими критериями при отождествлении целей, учитывая также вид внутриимпульсной модуляции и мощность радиосигнала. Отождествление должно проводиться с учетом траекторных признаков цели – пеленгов объекта, поскольку одинаковые по своим сигнальным признакам ИРИ могут располагаться на различных направлениях.

В представленном исследовании проведен анализ метода отождествления ИРИ двумя РЭС.

Таблица 3

n = 12		
$\alpha$	$Q_{12}$	$t_{\alpha, 12}$
0.5	0.50	0.6955
0.1	0.90	1.7823
0.05	0.95	2.1788
0.02	0.98	2.6810
0.01	0.99	3.0545

В основу метода положен математический аппарат проверки статистических гипотез с использованием  $t$ -критерия Стьюдента. Показана эффективность его применения при решении задач отождествления двух ИРИ на примере расчетной задачи, а также его целесообразность в условиях информационного взаимодействия между различными типами объектов (наземных станций, самолетов и пр.). Результаты работ заключаются в следующем:

- Отождествление ИРИ необходимо производить по их сигнальным признакам (несущая частота, длительность и период следования импульсов и др.), поскольку последние обладают более высокой информативностью, чем траекторные признаки (пеленги на объект). Целесообразно выбирать тот параметр принимаемого сигнала, который не был подвержен перестройке по какому-либо закону на интервале времени излучения сигнала РЭС. Выборка значений этого параметра распределена по закону Стьюдента, и ее можно использовать для проверки гипотез о равенстве средних значений.

- Моделирование процесса отождествления показало, что с увеличением выборки анализируемого параметра (количества принятых формул об объекте излучения) уровень значимости ошибочной гипотезы отождествления снижается. Это объясняется тем фактом, что выборка значений обретает вид нормального закона распределения. При значениях  $n_1 = n_2 > 50$  уровень значимости ложной гипотезы не превышает 0.01.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мельников Ю. П. Воздушная радиотехническая разведка (методы оценки эффективности). М.: Радиотехника, 2005. 304 с.
2. Кофман А. Введение в прикладную комбинаторику. М.: Наука, 1975. 480 с.
3. Черняк В. С. Многопозиционная радиолокация. М.: Радио и связь, 1993. 416 с.
4. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.

5. Пат. RU 2253126 С1. МПК7 G01S3/72. Способ отождествления пеленгов источников радиоизлучений в угломерных двухпозиционных пассивных радиолокационных системах / В. В. Дрогалин, В. И. Меркулов, О. Ф. Самарин, В. В. Францев, Г. С. Челей, В. С. Чернов. Опубл. 27.05.2005. Бюл. № 15.

6. Гребенников В. Б., Тетеруков А. Г. Определение числа радиоизлучающих объектов (целей) в зоне ответственности пассивной многопозиционной радиолокационной системы воздушного базирования // Радиотехника. 2011. № 8. С. 70–79.

7. Меркулов В. И., Тетеруков А. Г., Гребенников В. Б. Алгоритм многоцелевого сопровождения источников радионизлучения с подвижного носителя // Успехи современной радиоэлектроники. 2014. № 7. С. 14–17.

8. Небабин В. Г., Сергеев В. В. Методы и техника радиолокационного распознавания. М.: Радио и связь, 1984. 152 с.

9. Селекция и распознавание на основе локационной информации / А. Л. Горелик, Ю. Л. Барабаш, О. В. Кришошеев, С. С. Эпштейн. М.: Радио и связь, 1990. 240 с.

A. V. Kvasnov

JSC "Zaslon" (Saint Petersburg)

### Method of Radio-Emitting Target Identification from Passive Spatial Diversity Radio-Electronic Stations on the Basis of Student's *t*-Test

*The method of radar plot identification from the passive spatial diversity radio electronic stations is described. As mathematical model it's used Student's t-test to check statistical hypotheses about averages. It was conducted simulation of the algorithm that showed his efficiency, and also considered an example of its realization.*

Radar Plot Identification, Radio Emitting Target, Radio Emitting Targets Identification, Passive Radio Electronic Stations, Spatial Diversity Stations

Статья поступила в редакцию 14 июня 2016 г.

10. Справочник по прикладной статистике: в 2 т. Т. 1 / под ред. Э. Ллойда, У. Ледермана, Ю. Н. Тюрина. М.: Финансы и статистика, 1989. 510 с.

11. Кваснов А. В., Поляков В. Б. Анализ алгоритмов сканирования воздушного пространства АФАР для сокращения времени поиска надводных и аэродинамических целей // Радиопромышленность. 2016. № 2. С. 40–46.

УДК 621.391

А. И. Соколов, Ю. С. Юрченко

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

## Использование пространственной информации при комплексировании инерциальных и радиотехнических систем летательных аппаратов

*Рассмотрены схемы комплексирования, содержащие инерциальную систему навигации и радиотехнические (спутниковую и дальномерную или радиолокационную) системы с бортовыми приемо-передающими антеннами. Предложено учитывать информацию инерциальной системы навигации для выбора рабочей антенны радиотехнической системы и учета ее смещения относительно центра масс летательного аппарата.*

### Инерциальные и радиотехнические системы, рабочая антенна, центр масс летательного аппарата, комплексирование

Комплексирование навигационных систем летательных аппаратов (ЛА) предполагает объединение инерциального и радиотехнических способов навигации [1]. Такие системы находят широкое применение в авиации для определения географических и взаимных координат ЛА. При определении географических координат выполняются навигационные измерения относительно маяков с известными координатами и рассчитываются географические координаты [1], при определении взаимных координат – измеряются координаты своего ЛА относительно соседних

ЛА [2], [3]. Для повышения надежности измерений во всех случаях используется комплексирование радиотехнических и автономных способов навигации [4]–[6]. Для определения взаимных координат ЛА в качестве радиотехнических способов возможно применение спутникового [2], [3], [5] и радиолокационного [6] способов. При этом необходимо решить следующие задачи:

– выбрать рабочую антенну с наилучшими условиями передачи и приема сигналов (при наличии нескольких антенн на ЛА);

– учесть положение рабочей антенны относительно центра масс ЛА.

**Спутниково-дальномерная навигация.** Взаимные координаты ЛА определяются с использованием спутниковой навигационной системы (СНС), линии передачи данных (ЛПД) и дальномерной навигационной системы (ДНС) [2]. ДНС благодаря своей высокой надежности является важным дополнением СНС. Для улучшения обзора пространства в ДНС ЛА применяются антенные системы из нескольких антенн [7]. Чаще всего антенная система ДНС содержит две антенны – носовую и кормовую, диаграммы направленности (ДН)  $F(\alpha)$  которых (1 и 2 соответственно) перекрываются (рис. 1).

При отсутствии информации о положении источника сигнала используют суммарную ДН антенной системы (рис. 2). Недостатком суммарной ДН является интерференция сигналов, особенно сильно проявляющаяся при углах пеленга, близких к 90 и 270°.

Использование суммарной ДН оправдано при взлете и посадке ЛА, но в общем случае может быть причиной неустойчивой связи с объектами, расположенными в области интерференции. Другим недостатком такой антенной системы является распределение излучаемой мощности между двумя антеннами. Можно отказаться от использования суммарной ДН и выполнять последовательное переключение антенн, чтобы выбрать рабочую антенну с наилучшими условиями передачи и приема сигналов, но такой способ связан с потерей части энергии сигнала из-за перерывов в работе канала связи.

Для надежного выбора рабочей антенны требуется информация о положении источника сигнала относительно ДН. При наличии инерциальной навигационной системы такая информация существует, но в упомянутых литературных источниках ее использование не рассмотрено. Особенно полезно использовать пространственную информацию при тесной интеграции инерциальной и радиотехнических навигационных систем [8], [9]. Использование пространственной информации при выборе рабочей антенны позволяет повысить энергию излучаемого запросного сигнала по сравнению с суммарной ДН и дополнительно в случае ДНС высокой точности скомпенсировать ошибку изменения дальности, возникающую из-за смещения рабочей антенны относительно центра масс ЛА.

При использовании пространственной информации необходимо выполнять преобразование координат из местной географической системы, которая является навигационной системой координат (НСК), в связанную систему координат (ССК) ЛА. ССК имеет оси крена, тангажа, рыскания и начало в центре масс ЛА. НСК имеет две оси, расположенные в горизонтальной плоскости и направленные на север ( $N$ ) и восток ( $E$ ), вертикальную ось ( $D$ ), направленную вниз, и начало координат в точке расположения объекта (в центре масс ЛА). Преобразование координат упрощается благодаря тому, что в современных бесплатформенных инерциальных навигационных системах (БИНС), используемых на ЛА, вычисляется матрица (или кватернион) преобразования из ССК объекта в НСК  $C_b^n$  [9], [10]. Это преобразование необходимо потому, что в БИНС инерциальные датчики угловой скорости и ускорения

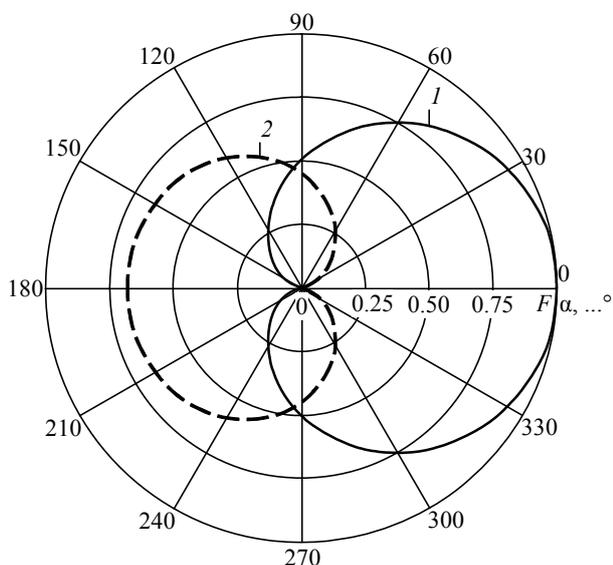


Рис. 1

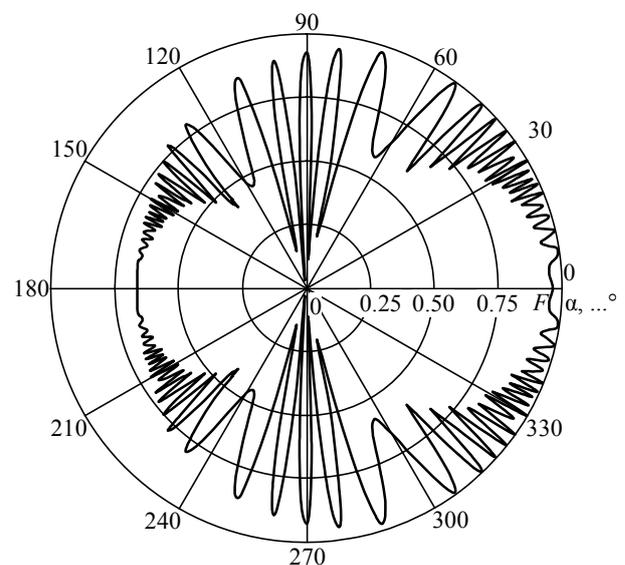


Рис. 2

жестко связаны с корпусом объекта и выполняют измерения в ССК, а координаты и вектор скорости вычисляются в НСК.

В качестве источника пространственной информации в комплексной системе целесообразно использовать матрицу преобразования  $C_b^n$ . Эта матрица определяется численным решением дифференциального уравнения Пуассона [10]:

$$\dot{C}_b^n = C_b^n \times \omega^b, \quad (1)$$

где  $\omega^b$  – вектор угловой скорости, измеряемый БИНС;  $\times$  – символ умножения матриц. Точка над обозначением величины означает ее производную по времени.

Антенная система ДНС обычно жестко закреплена на корпусе объекта, поэтому положение источника сигнала относительно ДН определяется в ССК. С другой стороны, определение азимута  $\alpha$  и угла места  $\beta$  источника сигналов в приемной аппаратуре выполняется в НСК. Таким образом, для определения положения источника относительно ДН необходимо выполнить преобразование из НСК в ССК, обратное преобразованию  $C_b^n$ . Благодаря ортогональности этой матрицы обратное преобразование находится транспонированием:  $C_n^b = [C_b^n]^T$  [10].

Вычисление положения источника сигналов относительно ДН в ССК выполняется в следующем порядке [9]. Сначала формируется вектор направления источника в НСК с использованием углов места и азимута источника. Эти углы вычисляются с помощью данных о географических координатах своего и соседнего ЛА (координаты соседнего ЛА передаются по ЛПД). Угол места  $\beta$  в НСК отсчитывается относительно плоскости горизонта, а угол азимута  $\alpha$  – относительно направления на север. Вектор направления  $N^n$  в НСК имеет вид

$$N^n = [\cos \beta \cos \alpha \quad \cos \beta \sin \alpha \quad -\sin \beta]^T.$$

Затем вычисляется вектор направления в ССК  $N^b$  с помощью матрицы  $C_b^n$ :

$$N^b = (C_b^n)^T N^n.$$

Далее определяется коэффициент усиления антенны приемопередатчика дальномерных сигналов  $K_a$  в направлении на источник сигналов. При наличии двух антенн определяются коэффи-

циенты усиления носовой антенны  $K_{a1}$  и кормовой антенны  $K_{a2}$  и выбирается антенна с большим коэффициентом усиления.

Если антенны имеют равные или близкие коэффициенты усиления, следует выбрать антенну, максимум ДН которой перемещается в направлении на источник.

Определение перемещения вектора направления осуществляется следующим способом. Угол  $\xi$  между вектором направления на источник сигналов  $N^b$  и вектором направления максимума ДН носовой антенны  $N_{1\max}$  определяется из выражения

$$\cos \xi = N^b \cdot N_{1\max},$$

где "." – символ скалярного произведения.

Движению вектора направления в сторону максимума соответствует уменьшение угла  $\xi$  и увеличение произведения  $N^b \cdot N_{1\max}$  и положительное значение производной этой величины по времени:

$$d(N^b \cdot N_{1\max})/dt = \dot{N}^b \cdot N_{1\max}.$$

Выполним преобразование  $\dot{N}^b = (\dot{C}_b^n)^T N^n$  и, воспользовавшись (1), окончательно получим:

$$\begin{aligned} d(N^b \cdot N_{1\max})/dt &= \\ &= (\dot{C}_b^n)^T N^n \cdot N_{1\max} = (C_b^n \times \omega^b)^T N^n \cdot N_{1\max}. \end{aligned}$$

Полученное выражение зависит от вектора направления на источник сигналов, вектора угловой скорости вращения ЛА и матрицы преобразования координат. Выбор антенны выполняется в соответствии со знаком этой производной: носовая антенна – при положительном значении, кормовая – отрицательном.

Решение второй задачи – учета положения рабочей антенны относительно центра масс ЛА – актуально, если погрешность ДНС меньше размеров ЛА. В известных применениях ДНС [2] положения антенн относительно центра масс ЛА не учитываются. Так как дальность измеряется между антеннами запросчика и ответчика ДНС, возникает неопределенность в измерениях дальности, если используется несколько антенн, установленных в различных частях ЛА. Эта неопределенность незначительна, если погрешность ДНС намного больше размеров ЛА. Например, при использовании стандартного дальномера ДМЕ погрешность на малых даль-

ностях составляет  $2\sigma = 200$  м, что намного превышает размеры ЛА [1]. Такая высокая погрешность объясняется малой шириной спектра сигналов DME. Однако если для измерений использовать широкополосный сигнал, погрешность дальномерных измерений снижается до единиц метров и при определении дальности до ЛА необходимо учитывать положение антенн на корпусе. Это требование особенно существенно при определении взаимных координат ЛА.

Рассмотрим задачу уточнения расстояния между центрами масс двух ЛА на основе спутниково-дальномерной навигации (рис. 3). Положим, что центры масс своего и соседнего ЛА расположены в точках  $0$  и  $0_i$  соответственно. Антенны для передачи и приема запросного и ответного сигналов расположены в точках  $A_0$  (свой ЛА) и  $A_i$  ( $i$ -й соседний ЛА). Положение антенн относительно центров масс определяется в НСК векторами положения  $\mathbf{V}_0$  и  $\mathbf{V}_i$ .

Задача заключается в том, чтобы по результатам измерений относительной дальности  $D_{отн}$ , выполняемых с помощью ДНС, определить уточненную относительную дальность  $D_{ут}$ .

Расчет уточненного вектора относительного положения при использовании спутникового способа навигации состоит в следующих действиях.

Сначала определяются относительные координаты точки  $0_i$   $[x_{отн} \ y_{отн} \ z_{отн}]$ . Для этого сравниваются координаты в НСК своего и соседнего ЛА, полученные спутниковым навигационным способом (координаты соседнего ЛА пере-

даются по ЛПД). Затем определяются направляющие косинусы отрезка  $00_i$ :

$$\cos \alpha_x = \frac{x_{отн}}{|X_{отн}|}; \quad \cos \alpha_y = \frac{y_{отн}}{|X_{отн}|}; \quad \cos \alpha_z = \frac{z_{отн}}{|X_{отн}|}, \quad (2)$$

$$\text{где } |X_{отн}| = \sqrt{x_{отн}^2 + y_{отн}^2 + z_{отн}^2}.$$

Далее линия  $A_0A_i$  параллельным переносом перемещается в позицию  $0_iD$ . В треугольнике  $A_00D$  сторона  $0A_0$  является вектором положения антенны относительно центра масс своего ЛА, сторона  $A_0D$  – вектором положения антенны соседнего ЛА с обратным знаком  $-\mathbf{V}_i$ , а сторона  $0D$  является разностью векторов:

$$\Delta = \mathbf{V}_0 - \mathbf{V}_i. \quad (3)$$

Для определения  $\Delta$  представим векторы в виде

$$\mathbf{V}_0 = [x_0 \ y_0 \ z_0]^T; \quad \mathbf{V}_i = [x_i \ y_i \ z_i]^T.$$

Тогда

$$\Delta = [\delta_x \ \delta_y \ \delta_z]^T = [x_0 - x_i \ y_0 - y_i \ z_0 - z_i]^T. \quad (4)$$

Для проведения расчетов по (4) необходимо передавать от соседнего ЛА и принимать своим ЛА значения составляющих вектора  $\mathbf{V}_i$ .

Найдя из (4) вектор  $\Delta$ , с учетом (3), (4) определим его направляющие косинусы:

$$\cos \Delta_x = \frac{\delta_x}{|\Delta|}; \quad \cos \Delta_y = \frac{\delta_y}{|\Delta|}; \quad \cos \Delta_z = \frac{\delta_z}{|\Delta|}, \quad (5)$$

$$\text{где } |\Delta| = \sqrt{\delta_x^2 + \delta_y^2 + \delta_z^2}.$$

Используя направляющие косинусы (2) и (5), получим косинус угла  $\gamma$  между отрезками  $0D$  и  $00_i$ :

$$\cos \gamma = \cos \alpha_x \cos \Delta_x + \cos \alpha_y \cos \Delta_y + \cos \alpha_z \cos \Delta_z. \quad (6)$$

Уточненное значение дальности между ЛА  $D_{ут}$  определяется как длина стороны треугольника  $D00_i$ , в котором длина стороны  $0_iD$  равна  $D_{отн}$ , длина стороны  $0D$  составляет  $\sqrt{\delta_x^2 + \delta_y^2 + \delta_z^2}$ , а угол  $\gamma$  определен из (6).

Поскольку в реальных условиях всегда  $D_{отн} \geq \sqrt{\delta_x^2 + \delta_y^2 + \delta_z^2}$  (расстояние между ЛА всегда превышает их размеры), задача имеет единственное решение.

Определим угол  $\delta$  из выражения

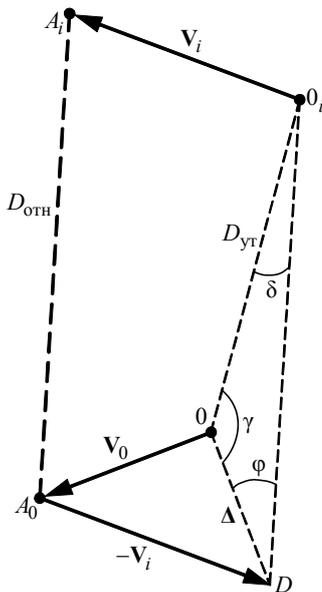


Рис. 3

$$\sin \delta = \frac{\sin \gamma \sqrt{\delta_x^2 + \delta_y^2 + \delta_z^2}}{D_{\text{отн}}}$$

Затем определим угол  $\varphi$ :  $\varphi = \pi - \delta - \gamma$ . Тогда уточненное значение дальности

$$D_{\text{ут}} = D_{\text{отн}} K, \quad (7)$$

где  $K = \sin \varphi / \sin \gamma$ .

Вычисления по (2)–(7) предполагают наличие в бортовом вычислителе значений векторов положения антенн относительно центра масс, представленных в ССК. Эти значения для используемой в данный момент рабочей антенны преобразуются в НСК с помощью матрицы преобразования и включаются в информационное сообщение, которое передается каждым ЛА для всех соседних ЛА.

На рис. 4 показан пример расчета значений коэффициента  $K$ , используемого для вычисления уточненного значения дальности (7), отвечающих следующему эксперименту. В начале сеанса ( $t = 0$ ) соседний ЛА отстает от своего ЛА на 20 м и движется с большей скоростью параллельным курсом со смещением на 30 м. В конце сеанса ( $t = 300$  с) он догоняет свой ЛА и они движутся параллельно. На соседнем ЛА рабочей является носовая антенна, на своем ЛА – кормовая антенна. Антенны смещены относительно центров масс на расстояние  $L$ , являющееся параметром эксперимента. Расчет показывает, что диапазон изменения коэффициента  $K$  увеличивается с ростом расстояния антенн от центра масс ЛА  $L$ .

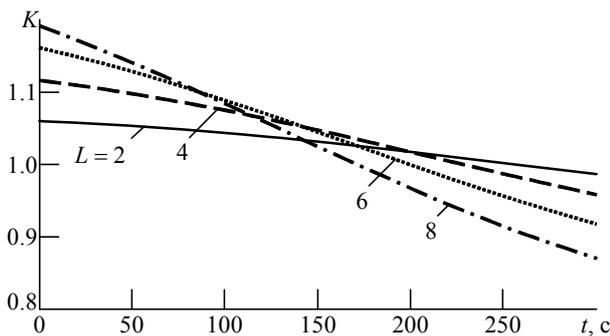


Рис. 4

**Радиолокационная навигация.** Рассмотрим уточнение относительного положения ЛА с использованием радиолокационной навигации с учетом положения рабочих антенн.

Радиолокационная навигация позволяет определить в НСК вектор относительного положения  $X_{\text{отн}}$ , расположенный между антеннами  $A_0$  и  $A_i$  (рис. 5). Чтобы определить уточненный вектор

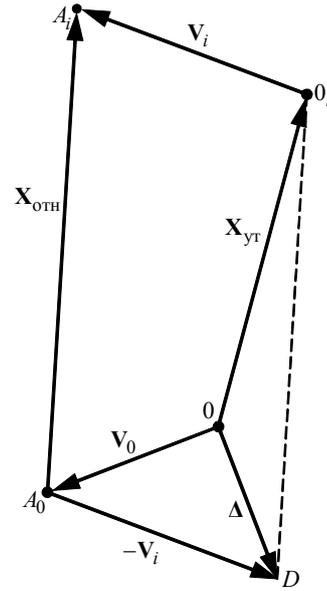


Рис. 5

положения  $X_{\text{ут}}$ , переместим вектор  $X_{\text{отн}}$  в позицию  $0_i D$  и получим треугольник  $0_0_i D$ .

Уточненный вектор положения  $X_{\text{ут}}$  определяется из этого треугольника:

$$X_{\text{ут}} = X_{\text{отн}} + \Delta, \quad (8)$$

где  $\Delta$  – разность векторов положения антенн, определяемая по (2) и (3).

При вычислении (8) радиолокационное измерение, содержащее дальность  $d = |X_{\text{отн}}|$ , азимут  $\alpha$  и угол места  $\beta$ , преобразуется в вектор  $X_{\text{отн}}$ :

$$X_{\text{отн}}^T = [d \cos \beta \sin \alpha \quad d \cos \beta \cos \alpha \quad -d \sin \beta].$$

Тогда уточненное значение вектора относительного положения  $X_{\text{ут}}$  определяется выражением

$$X_{\text{ут}} = \begin{bmatrix} d \cos \beta \sin \alpha \\ d \cos \beta \cos \alpha \\ -d \sin \beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} x_0 - x_i \\ y_0 - y_i \\ z_0 - z_i \end{bmatrix}.$$

В приведенных выражениях предполагалось использование НСК со следующим направлением осей: ось  $x$  направлена на север (угол азимута измеряется от направления на север), ось  $y$  – на восток, а ось  $z$  – от спутника к Земле. Поэтому знак последнего элемента вектора  $X_{\text{отн}}$  инвертирован.

**Анализ погрешностей оценки относительной дальности.** Погрешности оценки относительной дальности зависят от погрешностей измерения координат ЛА. Оценим эти погрешности.

Рассмотрим треугольник  $0_0_i D$  (рис. 3, 5). При использовании современных БИНС погреш-

ностью угловой ориентации стороны  $OD$  можно пренебречь (точки  $O$  и  $D$  фиксированы). Координаты точки  $O_i$  определяются с погрешностью (для двух ЛА решение задачи можно рассматривать на плоскости; тогда точка  $O_i$  находится в области эллипса ошибок рассеяния навигационной системы). Будем полагать, что дальномерный канал для обоих способов навигации характеризуется достаточно высокой точностью, поэтому точка  $O_i$  находится на линии положения (дуге радиусом  $DO_i$ ) в области  $ab$ , а отрезок  $OO_i$  располагается в некотором секторе (рис. 6, а). Неопределенность положения точки  $O_i$  в дальнейшем будем называть погрешностью пеленгации соседнего ЛА.

При малых ошибках часть дуги, расположенную между точками  $a$  и  $b$ , заменим отрезком длиной  $2\varepsilon$ , перпендикулярным к  $DO_i$ . Тогда дополнительная ошибка определения длины отрезка  $OO_i$ , создаваемая погрешностью пеленгации, составит  $\varepsilon \sin \delta$ . Таким образом, влияние погрешностей пеленгации соседнего ЛА зависит, в основном, от величины угла  $\delta$  в треугольнике  $OO_iD$ , т. е. от соотношения сторон  $OD$  и  $DO_i$  (см. рис. 3, 5).

При радиолокационной навигации значение  $\varepsilon$  зависит от среднеквадратической погрешности измерения угла  $\sigma_{РЛС}$  (погрешности пеленгации) и от расстояния  $\rho$  (длины отрезка  $OO_i$ ), причем дополнительная погрешность определения этой длины

$$\Delta\rho_{РЛС} = \sigma_{РЛС}\rho \sin \delta. \quad (9)$$

При спутниковой навигации значение  $\varepsilon$  зависит только от точности измерения относительных координат ЛА (от среднеквадратической погрешности  $\sigma_{СНС}$ ), причем дополнительная погрешность определения  $\rho$

$$\Delta\rho_{СНС} = \sigma_{СНС} \sin \delta. \quad (10)$$

Длина отрезка  $OD$  зависит от относительного направления движения ЛА. При полете строем ЛА

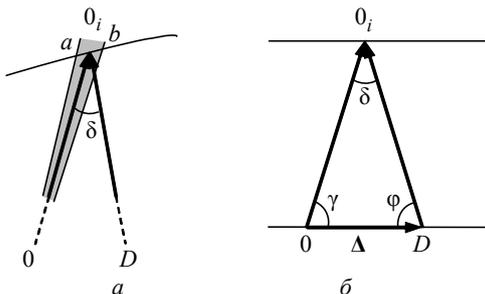


Рис. 6

двигаются параллельными курсами и векторы положения антенн практически параллельны. В этом случае возможны 2 варианта использования антенн:

- использование только носовых или только кормовых антенн на обоих ЛА;
- использование носовой антенны на одном ЛА и кормовой – на другом.

В первом варианте выбора антенн длина вектора разности  $\Delta$  близка к нулю и дополнительная ошибка минимальна. Таким образом, при движении строем желательно использовать только носовые или кормовые антенны на всех ЛА.

Во втором варианте длина вектора  $\Delta$  принимает наибольшее значение и для однотипных ЛА близка к длине корпуса. Возможна ситуация, когда угол  $\delta$  также принимает наибольшее значение (при равенстве сторон треугольника  $OD$  и  $O_iD$ , рис. 6, б). Заметим, что именно в этой ситуации коэффициент  $K$  (7) равен единице.

Значение угла  $\delta$  при этом определяется из выражения  $\sin(\delta/2) = \chi/2$  или, с учетом формул тригонометрии,

$$\cos \delta = 1 - \chi^2/2, \quad (11)$$

где  $\chi$  определяется как отношение сторон  $OD$  и  $OO_i$  треугольника (т. е. отношение длины корпуса ЛА к расстоянию между центрами масс ЛА  $\rho$ ).

С использованием (9)–(11) выполнен расчет дополнительной среднеквадратической погрешности определения расстояния между центрами масс ЛА для радиолокационного способа  $\Delta\rho_{РЛС}$  и для спутникового способа  $\Delta\rho_{СНС}$  (см. таблицу). При расчете использованы значения  $L = 8$  м,  $\sigma_{РЛС} = 1^\circ$ ,  $\sigma_{СНС} = 5$  м.

Параметр	$\rho, \text{ м}$					
	20	40	100	200	400	1000
$\delta, \dots^\circ$	47	23	9.2	4.6	2.3	0.92
$\sin \delta$	0.733	0.392	0.159	0.079	0.039	0.016
$\Delta\rho_{РЛС}, \text{ м}$	0.256	0.274	0.278	0.279	0.279	0.279
$\Delta\rho_{СНС}, \text{ м}$	3.666	1.959	0.797	0.399	0.199	0.079
$\chi$	0.8	0.4	0.16	0.08	0.04	0.016

При использовании различных антенн в ближней зоне имеет преимущество радиолокационный способ навигации. Однако при больших расстояниях между ЛА ( $\chi \leq 0.1$ ) начинают сказываться ошибки угломерного канала, поэтому выбор антенны и способа навигации становится несущественным.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Авиационная радионавигация: справ. / под ред. А. А. Сосновского. М.: Транспорт, 1990. 264 с.
2. Орлов В. К., Герчиков А. Г., Чернявский А. Г. Локальные радиотехнические системы межсамолетной навигации. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2011. 123 с.
3. Пат. RU 2478979 С1. МПК G01C 5/14. Дальномерная радиотехническая система ближней навигации ЛА / С. В. Бабуров, Ю. Г. Волчок, Т. Б. Гальперин, А. Г. Герчиков, П. К. Никольский, В. К. Орлов, Б. В. Пономаренко, А. Г. Чернявский. Оpubл. 10.04.2013. Бюл. № 10.
4. Гаврищук В. В., Соколов А. И., Юрченко Ю. С. Моделирование и исследование комплексной навигационной системы, содержащей ДМЕ, ДВС и датчик курса // Вопр. радиоэлектроники. Сер. РЛТ. 2009. Вып. 2. С. 156–165.
5. Pat. US 2010/0106416 A1. Int. Cl. G01C 21/00, G06F 17/00. Aircraft navigation using the global positioning system, inertial reference system and distance measurements / Т. Е. Yochum. Publ. 29.04.2010.
6. Pat. US 2005/6926233 B1. Int. Cl. B64C 03/00, B64C 09/00, B64C 13/18, B64C 13/20, G05D 01/10. Au-

tomatic formation flight control system (AFFCS) – a system for automatic formation flight control of vehicles not limited to aircraft, helicopters, or space platforms / С. J. John. Publ. 09.08.2005.

7. Шатраков Ю. Г., Ривкин М. И., Цыбаев Б. Г. Самолетные антенные системы. М.: Машиностроение, 1979. 184 с.

8. Пат. РФ 2558699 С1. МПК G01C 21/00, G01C 23/00. Комплексный способ навигации летательных аппаратов / В. И. Бабуров, Т. Б. Гальперин, А. Г. Герчиков, В. К. Орлов, О. И. Саута, А. И. Соколов, Ю. С. Юрченко Оpubл. 10.08.2015. Бюл. № 22.

9. Соколов А. И., Юрченко Ю. С. Использование пространственной информации в комплексных инерциально-спутниковых навигационных системах // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2015. Вып. 5. С. 51–57.

10. Titterton D. H., Weston J. L. Strapdown Inertial Navigation Technology. 2<sup>nd</sup> ed. Cambridge: MIT Press, 2007. 558 p.

A. I. Sokolov, Yu. S. Yurchenko

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

### Using of Spatial Information for Integration of Inertial and Radiotechnical Systems of Aircrafts

*The schemes of integration containing the inertial system of navigation and radiotechnical (satellite and rangefinder or radiolocation) system with on-board transceivers antennas are considered. It is proposed to take into account information of the inertial system of navigation for the choice of working antenna of the radiotechnical system and taking into account its offset from the center of mass of the aircraft.*

Inertial and Radiotechnical Systems, Working Antenna, Center of Mass of the Aircraft, Integration

Статья поступила в редакцию 16 сентября 2016 г.

УДК 621.396.96

О. С. Миронов

АО «НПП "Радар ммс"» (Санкт-Петербург)

## Режим высокой частоты повторения импульсов в сверхширокополосной радиолокации

*Рассмотрены режимы работы сверхкороткоимпульсной радиолокации с низкой и высокой частотами повторения импульсов. Предложено использование пачек сверхкоротких импульсов в радиолокации. Приведены достоинства, недостатки и возможные области применения указанного метода радиолокационного зондирования.*

### Сверхкороткий импульс, сверхширокополосный сигнал, импульсная модуляция, высокая частота повторения, пачка импульсов

В развитии радиоэлектронных систем в последнее время выделяют два основных направления, различающиеся типом излучаемого сигнала [1].

К первому направлению относятся системы, основанные на гармонических сигналах. Указан-

ные системы составляют практически всю современную радиоэлектронную технику – от радиовещания до радиолокации. В них традиционно используются гармонические сигналы различных частотных диапазонов, модулированные тем или

иным способом. Современные системы, построенные на основе таких принципов, широко используют цифровые технологии – цифровой синтез сигналов, фазовые и частотные манипуляции. При этом сокращается длительность отдельных "чипов" внутри импульса и используются последовательности, значительно расширяющие спектр, такие как коды Баркера, M-последовательности и псевдослучайные последовательности, так называемая технология DS-UWB [2], [3].

Второе направление составляют системы, использующие для своей работы сверхкороткие импульсы (СКИ) с длительностью до десятков пикосекунд [4]. Во многих реализациях модуляция для таких систем не требуется, и приемник воспринимает отклик от цели на воздействие единичного импульса. Такие сигналы являются сверхширокополосными и обладают всеми лучшими качествами радиолокационных сигналов – скрытностью, помехозащищенностью и при этом удобством, связанным с тем, что СКИ являются полностью детерминированными [5]. Детерминированы также излучение и прием таких сигналов антенной [6]. Фактически, неизвестными остаются лишь параметры рассеяния сигнала целью, носящего характер дифференцирования импульсов при переизлучении и их задержки, зависящей от дальности [7] в случае, если расстояние между отражающими точками превышает протяженность импульса в пространстве.

В результате сверхширокополосные системы в целом набирают популярность в радиолокации. Это связано с помехозащищенностью, скрытностью таких сигналов, а также с хорошей электромагнитной совместимостью, высокой разрешающей способностью и пр.

Традиционные импульсные радиолокационные системы разделяются на две категории в зависимости от частоты повторения импульсов: радиолокационные системы с низкой и высокой частотами повторения [1]. Радиолокационные системы с низкой частотой повторения импульсов обеспечивают однозначное измерение дальности, но не дают однозначного измерения радиальной скорости (доплеровской частоты). Такие системы используются в обзорных радиолокационных станциях. В связи с низкой частотой повторения увеличивается дальность радиолокационного зондирования, исключается обнаружение в боковом лепестке на малой дальности, снижается нагрузка на процессор обработки радиолокационной информации, увеличивается скорость анализа первичных ра-

диолокационных данных. Радиолокационные станции с низкой частотой повторения импульсов могут различать помехи по дальности (в том числе, маскирующие полезный сигнал более мощным – так называемые спуфинги [8]). В простейшем варианте выполняются лишь прием радиолокационной информации, корреляционная и пороговая обработки, при необходимости накопление.

Радиолокационные системы с высокой частотой повторения импульсов однозначно измеряют доплеровскую частоту в пределах представляющего интерес диапазона радиальных скоростей, но не обеспечивают однозначность измерения дальности. Это позволяет обнаруживать цели с высокими радиальными скоростями и режектировать неподвижные цели. Однако при этом возникает эффект затенения по дальности с образованием большого числа "слепых" зон из-за бланкирования приемника на время излучения зондирующих импульсов. Указанную проблему можно решить, однако используемые методы приводят к резкому возрастанию нагрузки на процессор обработки информации из-за необходимости выполнения дополнительных вычислений по доплеровской фильтрации сигнала [9], [10]. Таким образом, необходимость в работе радиолокатора с высокой частотой повторения возникает только при необходимости выделения движущихся целей на фоне помех, все остальное время выгоднее работать в режиме с низкой частотой повторения.

Сверхширокополосная радиолокация, основанная на применении СКИ, на сегодняшний момент также использует сигналы с низкой частотой повторения, что связано со многими причинами. Это невозможность использовать стробоскопический прием [11], связанная с этим дороговизна АЦП, сложные алгоритмы вторичной обработки и пр. Не последнюю роль играют и ограничения, налагаемые устройствами генерации СКИ, каждое из которых, будь то разрядник или полупроводниковый прибор, обладает предельно допустимым значением средней генерируемой мощности, при превышении которой может произойти тепловое разрушение прибора [4].

Режим высокой частоты повторения все же представляет некоторый интерес применительно к сверхширокополосным сигналам, поскольку снижает время обнаружения целей, позволяет отслеживать скоростные цели, а также обладает рядом других полезных возможностей. Отмеченная ранее невозможность использования стробоскопического приема требует обработки, в том числе

оцифровки, каждого импульса [12]. Решением для обхода ограничения средней генерируемой мощности может стать использование пачек вместо одиночных импульсов. Такой способ не приводит к тепловому разрушению прибора при достаточно большом периоде следования пачек.

Для видеоимпульсов внутри пачек применимо большинство видов импульсной модуляции. Исключение составляет лишь широтно-импульсная модуляция, что связано с трудностью изменения длительности импульса на выходе генерирующего устройства. Самыми удобными для реализации видами модуляции являются частотно- и фазово-импульсная. Для их использования не требуется изменять схему генерирующего устройства, необходимо лишь внести изменение в последовательность задающих импульсов. Для получения хорошей автокорреляционной функции в качестве модулирующей необходимо выбирать достаточно длинную псевдослучайную последовательность. Модуляция полярности видеоимпульсов немного сложнее для реализации, однако для достижения хороших корреляционных характеристик с ее помощью можно также использовать короткие коды Баркера. Одновременное использование обоих видов модуляции наиболее эффективно.

Рассмотрим области применения и преимущества пачек СКИ. В первую очередь к ним стоит отнести возможность корреляционной обработки СКИ. Дело в том, что чувствительности приемного устройства может не хватить для того, чтобы выделить единичный отклик от малозаметных или удаленных целей из-за распределения энергии импульса в широкой полосе частот. Приходится накапливать большое количество импульсов, которое может достигать нескольких сотен [12]. В то же время корреляционная обработка пачки импульсов, модулированной по закону время-импульсной или амплитудной манипуляции, в перспективе может дать тот же эффект всего за один цикл зондирования. Так, излучая пачку импульсов с времяимпульсной модуляцией (рис. 1, *а*) и применив корреляционную обработку на приемной стороне, можно выделить сигнал (рис. 1, *в*), скрытый под уровнем шумов (рис. 1, *б*).

За счет отказа от накопления можно снизить время анализа радиолокационной обстановки и дать возможность использовать СКИ-радиолокаторы для слежения за подвижными целями или установки на подвижных носителях, таких как автомобиль, беспилотный летательный аппарат, вертолет.

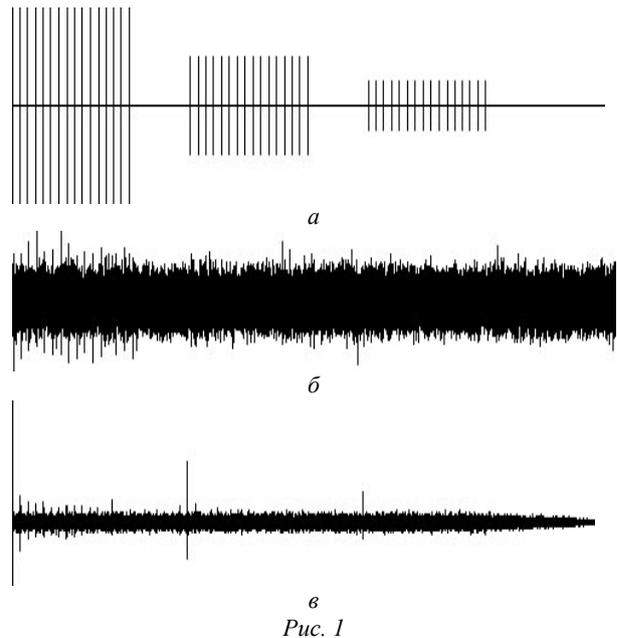


Рис. 1

К достоинствам пачек СКИ можно отнести и возможность использования их в системах пассивных радиочастотных идентификаторов (Radio Frequency Identification – RFID). Отклик устройства обработки пассивной радиометки, работающего по принципу многоотводной линии задержки, на единичный импульс детерминирован и легко воспроизводим (рис. 2, *а*). Однако, если длительность отклика радиометки превосходит период следования импульсов внутри пачки, результи-

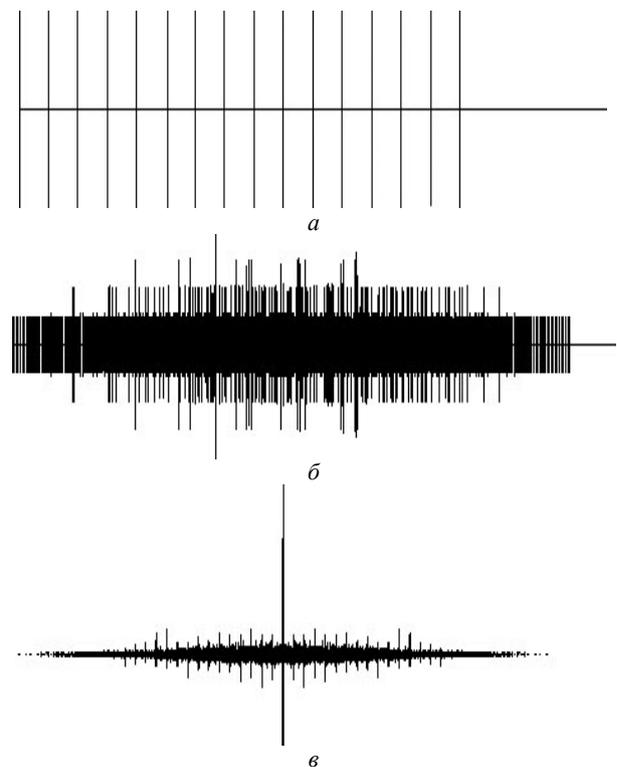


Рис. 2

рующей сигнал является сложной комбинацией откликов (рис. 2, б) [13]. Корреляционная функция для такого, практически шумоподобного, сигнала будет иметь острый центральный пик и низкий уровень боковых лепестков (рис. 2, в).

Включение RFID в структуру сверхширокополосного радиолокационного канала позволяет создать новый класс радиолокационных систем, схожий по своей структуре с системами вторичной радиолокации [14]. Отличие от последних состоит в том, что ответчиком является полностью пассивное устройство, которое в совокупности с излученным сигналом формирует сложный сигнал, для стороннего наблюдателя близкий по структуре к шумоподобному, который, однако, является полностью детерминированным для приемного устройства.

Наконец, использование последовательностей СКИ позволяет решить вопрос доплеровской селекции движущихся целей за счет увеличения времени анализа сигнала, повышающего точность оценки доплеровского сдвига. До сих пор существующие СКИ-радиолокаторы практически не реализуют селекцию таких целей за исключе-

нием селекции по положению или других, более экзотических, способов [15].

К недостаткам излучения пачек СКИ следует отнести увеличение мертвой зоны радиолокатора. В результате пачки импульсов полностью неприменимы в подповерхностной радиолокации и радиолокаторах ледовой разведки, где зона вблизи радиолокатора также несет важную часть информации. Однако для радиолокационного зондирования на большие расстояния пачки импульсов применимы как нельзя лучше.

Второй недостаток связан с вычислением корреляционной функции последовательности. Дело в том, что далеко не всегда возможно однозначно предсказать форму отраженного СКИ-сигнала, как в детерминированных случаях [5], [16]. Решением для таких случаев может стать использование аналитических сигналов и корреляционной обработки в комплексной форме [17].

Несмотря на указанные недостатки, использование пачек СКИ-сигналов представляется перспективным и многообещающим методом повышения характеристик сверхширокополосного радиолокатора.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Справочник по радиолокации: в 2 кн. / под ред. М. И. Скольника; пер. с англ. под общ. ред. В. С. Вербы. М.: Техносфера, 2014. Кн. 1. 672 с.
2. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / пер. с англ. 2-е изд., испр. М.: Издательский дом "Вильямс", 2004. 1104 с.
3. Networking with Ultra Wide Band, ed by M.-G. Di Benedetto // Proc. of the 1<sup>st</sup> Int. Workshop "Networking with UWB". Rome, 21 Dec. 2001. Rome: Ingegneria2000, 2002. 146 p.
4. Формирование наносекундных импульсов напряжения дрейфовыми диодами с резким восстановлением / Б. В. Иванов, А. А. Смирнов, С. А. Шевченко, А. Ф. Кардо-Сысоев // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2015. Вып. 3. С. 25–29.
5. Taylor J. D. Introduction to ultra-wideband radar systems. Boca Raton: CRC Press, 1995. 688 p.
6. Расчет диаграммы направленности апертурной антенны, возбуждаемой сверхкороткими импульсными сигналами / В. А. Сарычев, М. В. Головачев, А. В. Кочетов, О. С. Миронов // Радиофизические методы в дистанционном зондировании сред. Муром: Полигр. центр Муром. ин-та Вологод. техн. ун-та, 2009. С. 61–72.
7. Головачев М. В., Кочетов А. В., Миронов О. С. Переотражение сверхкоротких импульсов на элементарных радиолокационных отражателях // 4-я Всерос. науч. шк. и конф. "Радиофизические методы в дистанционном зондировании сред", Муром, 30 июня–3 июля 2009 г. Муром: Полигр. центр Муром. ин-та Вологод. техн. ун-та, 2009. С. 379–382.
8. Обнаружение спуфинг-атак на сигналы с ГНСС с использованием двухантенных измерений и данных ИНС / Я. Лю, С. Ли, С. Сяо, Ц. Фу // Гироскопия и навигация. 2016. Т. 24, № 1(92). С. 100–115.
9. Задорожный С. Ю., Симунов С. Е., Бурчевский С. Е. Измерение дальности воздушной цели методом линейно-частотной модуляции с использованием комбинированных значений крутизны // Успехи соврем. радиоэлектроники. 2016. № 2. С. 69–71.
10. Клыков Д. В. Измерение дальности до зависшего вертолета в бортовой импульсно-доплеровской РЛС // Успехи соврем. радиоэлектроники. 2016. № 2. С. 73–78.
11. Иммореев И. Я. Сверхширокополосная локация: основные особенности и отличия от традиционной радиолокации // Электромагнитные волны и электронные системы. 1997. Т. 1, № 1. С. 81–88.
12. Сверхкороткоимпульсная РЛС дециметрового диапазона / М. В. Головачев, А. В. Кочетов, О. С. Миронов, П. С. Панфилов, В. А. Сарычев, И. М. Хомяков // Радиофизические методы в дистанционном зондировании сред: тематич. сб. / Науч. совет РАН по распространению радиоволн. М., 2014. С. 255–260.
13. Устройства на поверхностных акустических волнах в радиосистеме контроля / А. С. Козлов, И. П. Пузыня, И. Б. Толстоухов, И. Б. Яковкин // Радиотехника. 1990. № 4. С. 26–27.
14. Обеспечение посадки авиационных средств на необорудованные аэродромы в чрезвычайных ситуациях на основе использования маркерных пассивных отражателей / Г. В. Анцев, В. А. Сарычев, В. В. Поповский, А. А. Турчак // Техническое оснащение бортовых

средств экстренной медицинской помощи в чрезвычайных ситуациях: науч.-техн. сб. / НИИ СП и концерн "Ленинец". СПб., 1992. С. 36–42.

15. Иммореев И. Я., Федотов Д. В. Оптимальная обработка радиолокационных сигналов с неизвестными параметрами // Радиотехника. 1998. № 10. С. 84–88.

16. Радзиевский В. Г. Трифонов П. А. Обработка сверхширокополосных сигналов и помех. М.: Радиотехника, 2009. 288 с.

17. Вайнштейн Л. А., Вакман Д. Е. Разделение частот в теории колебаний и волн. М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит.-ры, 1983. 288 с.

O. S. Mironov

JSC "Radar mms" (Saint Petersburg)

### **High Repetition Rate in Ultra-Wideband Radar Systems**

*Low and high repetition rate work modes for ultra-wideband radar are considered. The ultra-short pulse packs usage for ultra-wideband radar systems is proposed. The advantages, disadvantages and probable fields of usage of such method are shown.*

Ultra-short Pulse, Ultra-wideband Signal, Pulse Modulation, High Repetition Rate, Pulse Pack

Статья поступила в редакцию 22 августа 2016 г.



УДК 621.396

Д. А. Летавин, В. А. Чечеткин, Ю. Е. Мительман  
Уральский федеральный университет  
им. первого Президента России Б. Н. Ельцина

## Метод уменьшения размеров микрополосковых мостовых устройств<sup>1</sup>

*Описана процедура проектирования миниатюрных квадратурных мостовых устройств, основанная на замене отрезка микрополосковой линии передачи на фильтр нижних частот, обладающий таким же фазовым сдвигом, что и заменяемый отрезок. Проведено моделирование предлагаемых конструкций и получены их частотные характеристики. Представлены изготовленные опытные образцы и результаты измерения их характеристик, подтверждающие работоспособность устройства.*

### Микрополосковая линия, фильтр нижних частот, направленный ответитель, миниатюризация

Микрополосковый шлейфный или квадратурный мост – один из базовых элементов таких устройств, как фазовращатели, сумматоры, смесители, конвертеры, диаграммообразующие схемы антенных решеток и др. С развитием технологии интегральных схем СВЧ одним из важнейших направлений развития технологии таких мостов становится уменьшение их геометрических размеров.

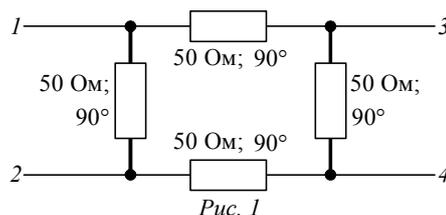
В настоящее время известно множество способов и методик, позволяющих сократить площадь, занимаемую на печатной плате микрополосковыми мостовыми устройствами. Например, в [1]–[3] предложено уменьшить габариты при помощи квазисосредоточенных элементов, в [4] – периодических емкостных нагрузок, в [5] – несимметричных Т-образных структур, в [6], [7] – замедляющих систем, в [8], [9] – фрактальных конструкций, в [10] – высокоомных элементов, в [11] – нагруженных шлейфов в [12] – встречно-штыревых конденсаторов.

Однако часть из предложенных авторами указанных работ конструкций неудобны для изготовления, большинство из них не позволяют сохранить характеристики устройства на том же уровне, что и при стандартных размерах. В настоящей статье представлен авторский метод, который позволяет проектировать компактные мосты, используя простые и быстрые методики синтеза фильтров нижних частот (ФНЧ), встроенные практически в каждый программный пакет для автоматизирован-

ного проектирования полосковых схем. Предложенный метод основан на замене микрополосковой линии (МПЛ) передачи на аналог в виде ФНЧ, обладающий таким же фазовым сдвигом на центральной частоте, что и заменяемый отрезок линии, но при этом меньшей физической длиной.

**Методика проектирования.** Предложенный метод миниатюризации будет проиллюстрирован на примере синтеза классического квадратного микрополоскового моста (рис. 1). Такой мост используется для равномерного деления поступающей к одному из входов мощности между двумя выходами и изоляции оставшегося входа. Все исследованные в работе структуры разработаны и изготовлены на подложке из стеклотекстолита с относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon = 4.4$ , тангенсом угла диэлектрических потерь  $\text{tg } \delta = 0.02$  и толщиной  $h = 1$  мм.

Стандартная конструкция включает в себя 4 четвертьволновых отрезка линии, образующих прямоугольник, 2 из которых имеют сопротивление



<sup>1</sup> Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №14-19-01396).

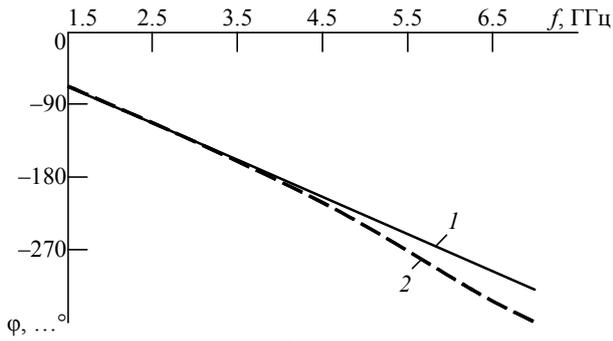


Рис. 2

$\rho = 50 \text{ Ом}$ , а 2 оставшихся –  $\rho = 35 \text{ Ом}$ . Мощность подается на входы 1, 2, снимается с выходов 3, 4.

Первым шагом проектирования является синтез эквивалентных отрезкам МПЛ ФНЧ с различными входными сопротивлениями для равномерного деления мощности между выходами моста. Топология таких фильтров состоит из сегментов с высоким и низким волновым сопротивлениями, выбранных таким образом, чтобы общий фазовый сдвиг на центральной рабочей частоте составлял  $90^\circ$ . Обычно при этом частота среза синтезированных ФНЧ гораздо выше центральной частоты. В качестве примера на рис. 2 приведены фазочастотные характеристики (ФЧХ) отрезка МПЛ и синтезированного фильтра, обеспечивающих одинаковый фазовый сдвиг, для работы на центральной частоте 2 ГГц.

ФЧХ МПЛ и ФНЧ практически совпадают до частот около 3 ГГц. Ошибка установки фазового сдвига 10 % накапливается только на частоте 4.5 ГГц. Частота среза фильтра равна 5.9 ГГц. Таким образом, можно считать, что на нижних частотах отрезок МПЛ и синтезированный ФНЧ эквивалентны. Проблему при изготовлении такого фильтра может вызвать только необходимость точного соблюдения ширины высокоомных отрезков, так как при необходимых размерах любое их изменение будет приводить к значительному изменению волнового сопротивления. Синтезированный ФНЧ получился на 43 % короче, чем эквивалентный отрезок МПЛ.

**Стадия проектирования.** Предлагаемая процедура проектирования состоит из следующих этапов:

1. Синтез ФНЧ с входными сопротивлениями 50 и 35 Ом (рис. 3). Размеры этих фильтров и обычных МПЛ приведены в табл. 1. Предложенная замена линии передачи позволила уменьшить длину  $L$  50-омного плеча на 11.1 мм и 35-омного на 12.5 мм. Ширина таких ФНЧ при этом получается большей, чем ширина соответствующих МПЛ. Поэтому необходимо предпринять последующие шаги для миниатюризации мостового устройства.

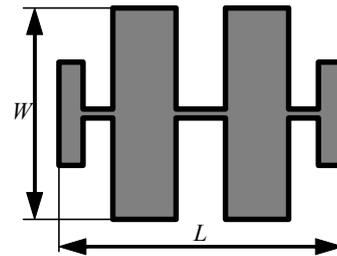


Рис. 3

Таблица 1

$\rho$ , Ом	Конструкция	$L$ , мм	$W$ , мм
35	МПЛ	24.1	1.86
	ФНЧ	11.6	8.5
50	МПЛ	24.7	3.2
	ФНЧ	13.6	5.3

2. Объединение фильтров в одной схеме (рис. 4). Результирующая топология включает 4 попарно одинаковых ФНЧ. Высокоомные линии (*a*), соответствующие индуктивностям фильтра, сдвинуты для увеличения внутреннего пространства на схеме. Поскольку цель – уменьшение размеров, рекомендуется сдвинуть низкоомные участки фильтров (*б*), соответствующие емкостям, внутрь схемы. При этом необходимо соблюдать определенный технологически реализуемый зазор между расположенными рядом элементами.

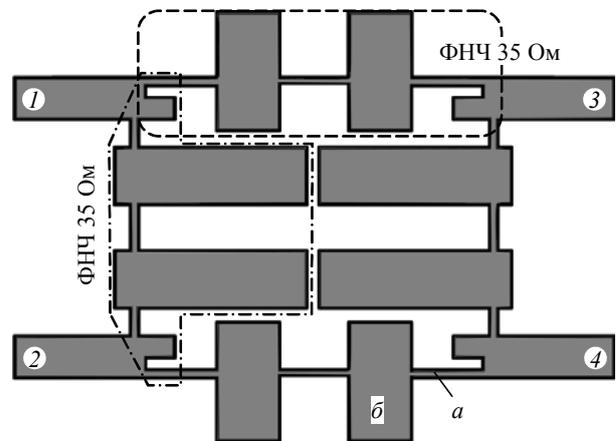


Рис. 4

3. Для дальнейшего уменьшения размеров необходимо изменить форму емкостных отрезков линий так, чтобы занять максимум внутреннего пространства топологии мостового устройства. При этом площадь данных низкоомных участков должна сохраниться неизменной (рис. 5).

4. АЧХ и ФЧХ фильтра используются для настройки схемы на нужную центральную частоту. Например, она возрастает при увеличении ширины индуктивных отрезков. Полоса частот по заданному уровню развязки может быть увеличена увеличением площади емкостных элементов в 35-омных плечах.

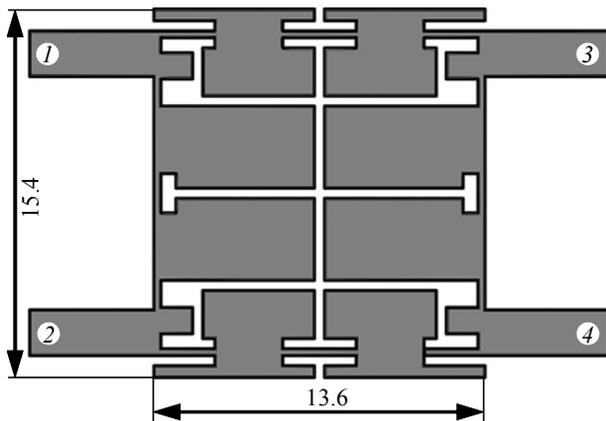


Рис. 5

**Выбор порядка фильтра. Исследование характеристик мостовых устройств с фильтрами разных порядков.** Для определения оптимального порядка ФНЧ спроектированы миниатюрные конструкции мостов с использованием фильтров пятого, седьмого и девятого порядков. Для корректного сравнения результатов моделирования необходимо было выполнить следующие условия:

- все фильтры должны быть синтезированы одной и той же процедурой;
- фильтры должны быть реализованы на одной и той же подложке и рассчитаны на одну и ту же центральную частоту;
- зазоры между элементами и ширина линий должны быть не менее 0.4 мм для возможности их реализации на оборудовании различного класса.

На рис. 6 приведены ФЧХ разработанных МПЛ (1) и ФНЧ пятого (2), седьмого (3) и девятого (4) порядков.

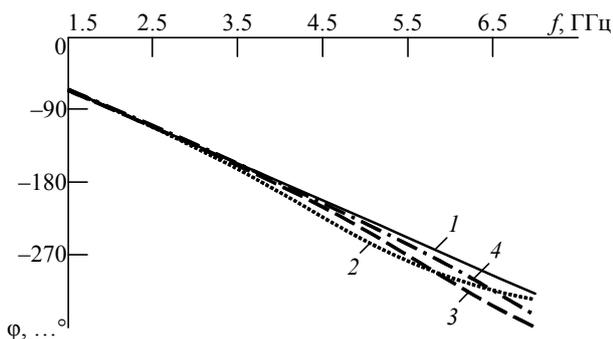


Рис. 6

го (4) порядков, обеспечивающих фазовый сдвиг 90° на центральной рабочей частоте 2.0 ГГц. Как отмечено ранее, ФЧХ ФНЧ и МПЛ практически совпадают вблизи центральной частоты и начинают различаться только на частотах выше 3 ГГц. Кроме того, фильтры более высокого порядка соответствуют МПЛ в более широком диапазоне. Это обусловлено тем, что частота среза фильтра, обеспечивающего заданный фазовый сдвиг на центральной частоте, с увеличением порядка возрастает.

В рамках работы синтезированы мосты на основе фильтров пятого, седьмого и девятого порядков. Результаты моделирования сведены в табл. 2, топология мостов показана на рис. 7, а, в, д, АЧХ разработанных мостов – на рис. 7, б, г, е соответственно.

Мост на основе ФНЧ пятого порядка (рис. 7, а) занимает площадь  $14.5 \times 13.5 = 195.5 \text{ мм}^2$ . Рабочая полоса частот по уровню развязки 20 дБ равна 166.7 МГц, разбаланс мощности на выходах 0.23 дБ, разность фаз на выходах устройства на центральной частоте 89.5°. Коэффициент отражения на центральной частоте менее –35 дБ.

Площадь моста на основе ФНЧ седьмого порядка (рис. 7, в) составляет  $15.4 \times 13.6 = 209.44 \text{ мм}^2$ . Это значение больше площади предыдущего моста примерно на 6%. Рабочая полоса частот по уровню развязки 20 дБ равна 156 МГц, разбаланс мощности на выходах менее 0.1 дБ, разность фаз на центральной частоте 89.5°, т. е. фазовая ошибка составляет 0.33% от теоретического значения. Столь малой ошибкой можно пренебречь.

Мостовое устройство на основе ФНЧ девятого порядка (рис. 7, д) занимает площадь, немногим меньшую площади ФНЧ седьмого порядка. Разбаланс мощности на выходах в этом случае составляет 0.06 дБ, разность фаз 90.9°.

В конкретной исследованной топологии мост на ФНЧ седьмого порядка занимает наибольшую площадь, что вызвано сильной связью между соседними элементами. Однако в общем случае размер устройства увеличивается с ростом порядка используемых для миниатюризации фильтров.

Таблица 2

Тип устройства	Размеры, мм	Площадь, мм <sup>2</sup>	Полоса частот по уровню развязки 20 дБ, МГц	Разность фаз на выходах, ...°	Коэффициенты передачи на выходы	
					S <sub>21</sub>	S <sub>41</sub>
На основе МПЛ	24.4 × 25.5	622.2	220.0	90.0	–3.2	–3.2
На основе ФНЧ пятого порядка	14.5 × 13.5	195.5	166.7	89.5	–3.43	–3.66
На основе ФНЧ седьмого порядка	15.4 × 13.6	209.44	156.0	89.7	–3.588	–3.495
На основе ФНЧ девятого порядка	14.0 × 14.7	205.6	154.8	90.9	–3.586	–3.521

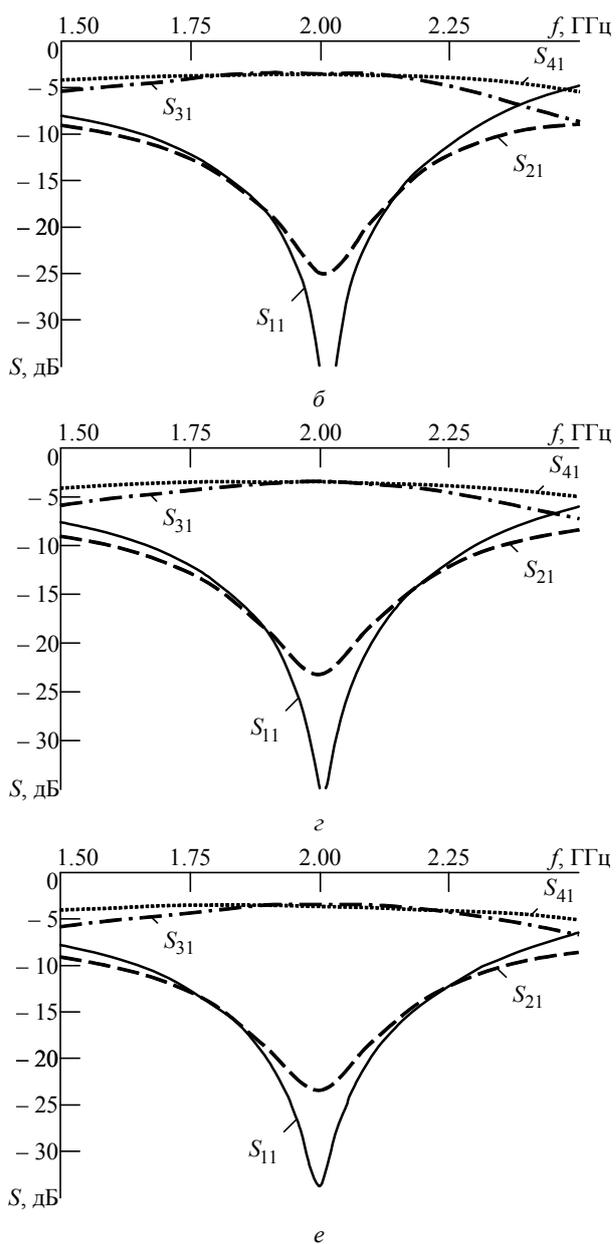
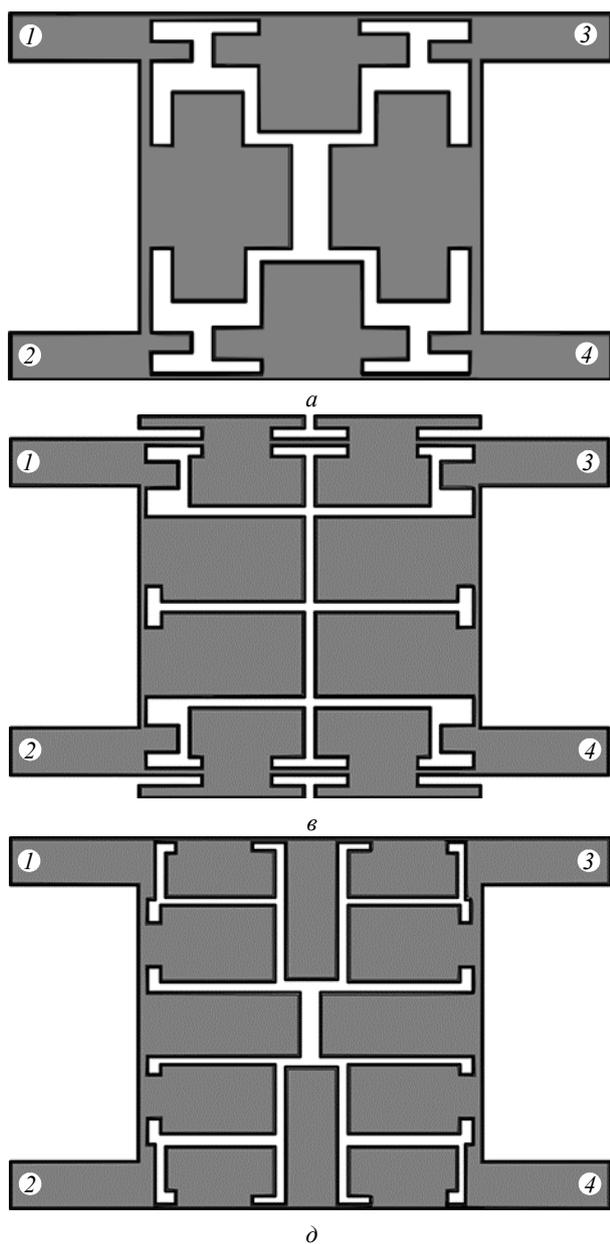


Рис. 7

Предложенные конструкции устройств легко реализуемы. Созданные макеты устройств показаны на рис. 8. Площадь разработанных устройств (рис. 8, б–з) примерно одинакова и существенно меньше площади моста на МПЛ (рис. 8, а).

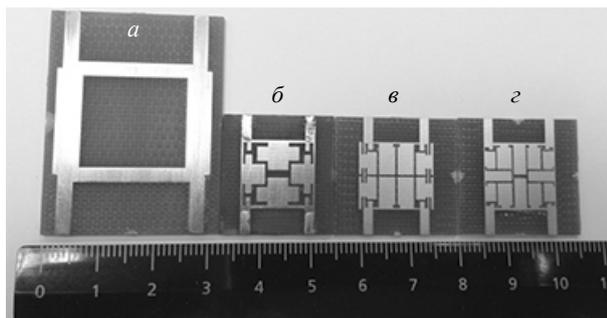


Рис. 8

Следует отметить, что процедура разработки усложняется с ростом порядка используемых фильтров, в первую очередь, из-за увеличения количества элементов в фильтрах и, следовательно, усложнения их оптимального размещения внутри топологии с соблюдением технически реализуемых зазоров. При этом возрастает количество необходимых итераций при оптимизации конструкции (сдвиге микрополосковых емкостей таким образом, чтобы они занимали в основном площадь между входами моста).

По результатам компьютерного моделирования можно сделать заключение, что эффективность миниатюризации особенно значительна при использовании ФНЧ малых порядков. В предложенных устройствах отсутствуют очень узкие МПЛ и малые

зазоры между элементами, поэтому воспроизводимость их характеристик будет на высоком уровне.

**Результаты эксперимента.** Созданные макеты устройств исследованы при помощи векторного анализатора цепей R&S ZVA-24 и калибровочного набора ZV-Z52. Частотные зависимости измерены для всех произведенных образцов. Результаты моделирования и экспериментальных исследований хорошо согласуются между собой.

В настоящей статье предложен метод миниатюризации микрополосковых направленных ответвителей и мостовых устройств с использованием ФНЧ. Метод заключается в замене участков МПЛ на ФНЧ, дающих одинаковые фазовые сдвиги сигналов на центральной частоте и в ее окрестностях, но имеющих меньшую длину.

Три компактных устройства с использованием ФНЧ пятого, седьмого и девятого порядков, рассчитанные на центральную частоту 2 ГГц, исследованы

при помощи численного и натурального эксперимента. Все миниатюризованные устройства имеют значительно меньшие размеры по сравнению с широко используемой топологией на МПЛ. Самый компактный и простой мост реализован с помощью фильтра пятого порядка и имеет площадь  $14.5 \times 13.5 = 195.5 \text{ мм}^2$ , что на 68.5 % меньше размеров устройства на МПЛ. Однако столь значительное уменьшение размеров привело и к сужению рабочей полосы частот по уровню развязки 20 дБ примерно на 37 % от устройства-прототипа.

Полученные результаты показывают, что предложенный метод эффективен и может быть использован для миниатюризации не только микрополосковых мостовых устройств и направленных ответвителей, но и для любых устройств, включающих в себя участки МПЛ, обеспечивающих нужный для функционирования устройства фазовый сдвиг.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Liao S.-S., Peng J.-T. Compact Planar Microstrip Branch-Line Couplers using the Quasi-Lumped Elements Approach with Nonsymmetrical and Symmetrical T-Shaped Structure // IEEE Trans. on Microw. Theory Tech. 2006. Vol. MTT-54, iss. 9. P. 3508–3514.
2. Щетинин Н. Н., Мельник В. А. Компактный микрополосковый 3 дБ квадратурный направленный ответвитель // Вестн. Воронеж. ин-та ФСИН России. 2014. № 4. С. 26–28.
3. Щетинин Н. Н., Останков А. В., Воробьева Е. И. Математическая модель для проектирования микрополоскового направленного ответвителя на квазисосредоточенных элементах // Вестн. Воронеж. гос. техн. ун-та. 2014. Т. 10, № 3–1. С. 66–70.
4. Eccleston K. W., Ong S. H. M. Compact Planar Microstripline Branch-Line and Rat-Race Coupler // IEEE Trans. on Microw. Theory Tech. 2003. Vol. MTT-51, iss. 10. P. 2119–2125.
5. A Novel Compact-Size Branch-Line Coupler / S.-S. Liao, P.-T. Sun, N.-C. Chin, J.-T. Peng // IEEE Microw. Wireless Compon. Lett. 2005. Vol. 15, iss. 9. P. 588–590.
6. A Compact Slow-Wave Microstrip Branch-Line Coupler with High Performance / J. Wang, B. Z. Wang, Y.-X. Guo,

- L.-C. Ong, S. Xiao // IEEE Microw. Wireless Compon. Lett. 2007. Vol. 17, iss. 7. P. 501–503.
7. Chang W.-Sh. Chang Chi-Y. A High Slow-Wave Factor Microstrip Structure with Simple Design Formulas and Its Application to Microwave Circuit Design // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 2012. Vol. MTT-60, iss. 11. P. 3376–3383.
8. Ghali H., Moselhy T. A. Miniaturized Fractal Rat-Race, Branch-Line, and Coupler-Line Hybrids // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 2004. Vol. MTT-52, iss. 11. P. 2513–2520.
9. Zhu J., Zhou Y., Liu J. Miniaturization of Broadband 3-Db Branch-Line Coupler // Progress In Electromagnetics Research Letters. 2011. Vol. 24. P. 169–176.
10. Tang C. W., Chen M.-G. Synthesizing Microstrip Branch-Line Coupler with Predetermined Compact Size and Bandwidth // IEEE Trans. on Microw. Theory Tech. 2007. Vol. MTT-55, iss. 9. P. 1926–1934.
11. Eccleston K. W., Ong S. H. M. Compact Planar Microstripline Branch-Line and Rat-Race Couplers // IEEE Trans. on Microw. Theory Tech. 2003. Vol. MTT-51, iss. 10. P. 2119–2125.
12. A miniaturized 2 dB Branch-Line Hybrid Coupler With Harmonics Suppression / K.-Yu Tsai, H.-Sh. Yang, J.-H. Chen, Yi-J. E. Chen // IEEE Microw. Wireless Compon. Lett. 2011. Vol. 21, iss. 10. P. 537–539.

D. A. Letavin, V. A. Chechetkin, Yu. E. Mitelman  
Ural Federal University Named After the First President of Russia B. N. Yeltsin

### A Novel Method of Design of Miniaturized Microstrip Branch-Line Couplers

*The design of miniature quadrature bridge devices based on replacement of a segment of microstrip transmission line on a low-pass filter, which has the same phase shift that model segment is described. The simulation of the proposed designs are held and their frequency characteristics are obtained. Prototypes and the results of measurement of their characteristics, confirming the efficiency of the device are presented.*

Microstrip Line, Lowpass Filter, Branch-Line Coupler, Miniaturization

Статья поступила в редакцию 7 июня 2016 г.



УДК 621.383.51

В. П. Афанасьев, А. В. Васильев

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

## Спектры фотопроводимости пленок аморфного гидрогенизированного кремния с нанокристаллическими включениями

*Разработана методика исследования пленок аморфного гидрогенизированного кремния с неоднородно распределенными по толщине нанокристаллическими включениями (pm-Si:H), осажденных на стеклянные подложки. Исследованы спектры фототока для пленок различной толщины при освещении со стороны свободной поверхности пленки и со стороны стеклянной подложки. Установлено наличие остаточной фотопроводимости, а также двух максимумов в спектрах фотопроводимости пленок, что, по-видимому, свидетельствует о наличии кристаллической и аморфной фаз в пленках.*

### pm-Si:H, спектр фототока, остаточная фотопроводимость

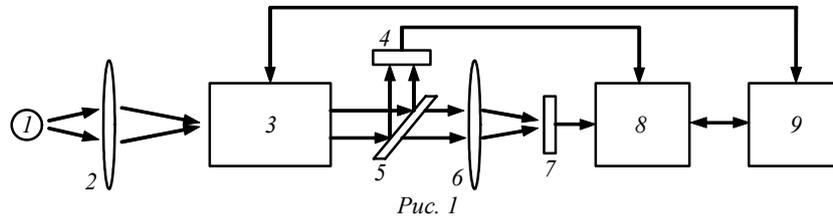
В последнее время особое внимание уделяется тонким пленкам полиморфного кремния (pm-Si:H) с нанокристаллическими включениями как перспективному материалу для солнечной энергетики. Такие пленки обладают улучшенными свойствами по стабильности и переносу заряда. В связи с этим исследование спектральных характеристик указанных пленок является актуальной задачей, которой посвящено много работ, но данные часто различаются. Это связано с тем, что исследования проводились на разных пленках, выращенных в разных технологических условиях [1]. В данной работе был предложен один из нестандартных способов анализа спектральных характеристик пленок pm-Si:H.

**Объект исследования.** Нелегированные пленки pm-Si:H наносились на стекло методом плазмохимического осаждения при разложении моносилана ( $\text{SiH}_4$ ) в плазме высокочастотного (ВЧ) тлеющего разряда при температуре подложки 220 °С [2]. Для получения пленки pm-Si:H была использована смесь моносилана с водородом. Чтобы добиться хорошей адгезии пленки на стекло, осаждение проводилось в 2 этапа. На первом этапе осаждался нижний слой при высоком разбавлении моносилана водородом:  $R_{\text{H}} = [\text{H}_2]/[\text{SiH}_4] = 220$ . Боль-

шое значение  $R_{\text{H}}$  приводит к увеличению объемной доли нанокристаллической фазы в структуре пленок [3]. При таком значении на стеклянной подложке образуется протокристаллический кремний (pc-Si:H) толщиной 2...3 нм, который выступает в качестве затравки для образования нанокристаллических включений.

На втором этапе наносился слой pm-Si:H толщиной 50...300 нм в зависимости от времени осаждения. Режимы осаждения:  $R_{\text{H}} = 31$ , давление в ростовой камере 240 Па, мощность, подаваемая на ВЧ-электрод, 1200 Вт. При таком способе осаждения в зависимости от значения разбавления и давления в ростовой камере получались двухфазные пленки с различным соотношением аморфной и нанокристаллической фаз. При увеличении  $R_{\text{H}}$  доля нанокристаллической фазы в пленках возрастала, а с повышением давления – уменьшалась [4]. Обнаружено, что у всех пленок со стороны подложки присутствуют кремниевые нанокристаллические включения. При разных давлениях протяженность со стороны подложки области с нанокристаллической фазой составляла от 20...30 до 50...70 нм. Параметры осаждения пленок приведены в таблице. Алюминиевые контакты нанесены на пленку с зазором 1 мм.

Номер образца	Поток газа, см <sup>3</sup> /мин		R <sub>H</sub>	Давление, Па	Мощность, Вт	Время нанесения, с	Толщина пленки, нм
	SiH <sub>4</sub>	H <sub>2</sub>					
1	350	11 000	31	240	1200	125	46
2						250	95
3						500	192
4						750	287



**Методика исследования.** Был разработан метод и аппаратный комплекс для исследования пленок рn-Si:H (рис. 1).

Установка состоит из галогенового источника мощностью 150 Вт (1), конденсорных линз (2, 6), монохроматора M266 (3), светоделителя (5), эталонного кремниевый фотодиода ФДУК-100 (4), исследуемой пленки (7), двухканального пикоамперметра Keihley 6482 (8) и компьютера (9).

Излучение от источника 1 падало на входную щель монохроматора 3. Далее оно попадало на светоделитель 5; часть отражалась на эталонный кремниевый фотодиод 4 с известной спектральной чувствительностью, а часть через линзу 6 попадала на исследуемую пленку 7. Токи эталонного фотодиода и исследуемой пленки одновременно измерялись пикоамперметром 8. Измерения производились при освещении как со стороны свободной поверхности пленки, так и со стороны стеклянной подложки.

Для автоматизации процесса, а также управления пикоамперметром и монохроматором была написана программа на LabVIEW для компьютера 9. Все измерения проводились в специально отработанном режиме, временная диаграмма которого показана на рис. 2. На первой стадии (рис. 2, 1) в течение  $t = 1.5$  с при закрытой диафрагме на пленку подавалось напряжение  $U = 10$  В для измерения темного тока. На второй стадии (рис. 2, 2) диафрагма открывалась и при установленных параметрах измерялся ток под освещением при

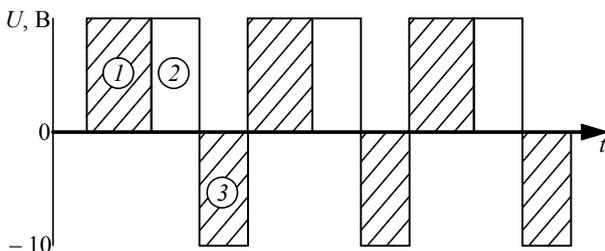


Рис. 2

выбранной длине волны. На третьей стадии (рис. 2, 3) диафрагма закрывалась, а на пленку в течение  $t = 1$  с подавалось обратное напряжение  $U = -10$  В для уменьшения эффекта остаточной фотопроводимости. Длительности стадий и значения напряжений обеспечивали снятие заряда с пленки [5]. Стадии повторялись для проведения измерений во всем диапазоне длин волн.

**Результаты эксперимента.** При исследовании спектральных характеристик пленок выявлена остаточная фотопроводимость, вызванная присутствующими в них дефектами [6]. На рис. 3 показаны нормированные спектры фототока в пленке толщиной 200 нм

$$I_{\phi,н}(\lambda) = I_{\phi}(\lambda) / I_{\phi \max}$$

для ряда значений времени  $t_1 < t_2 < t_3 < t_4$ . С течением времени спектральная чувствительность в длинноволновой области растет, а в коротковолновой уменьшается. Данный эффект – эффект фотоиндуцированных изменений свойств пленок аморфного гидрированного кремния с нанокристаллическими включениями [1] – затрудняет исследование пленок. Поэтому анализ и уменьшение влияния данного фактора является актуальной задачей.

На рис. 4 показаны спектры фототока для пленок рn-Si:H различной толщины. Измерения проводились при комнатной температуре и засветке образцов

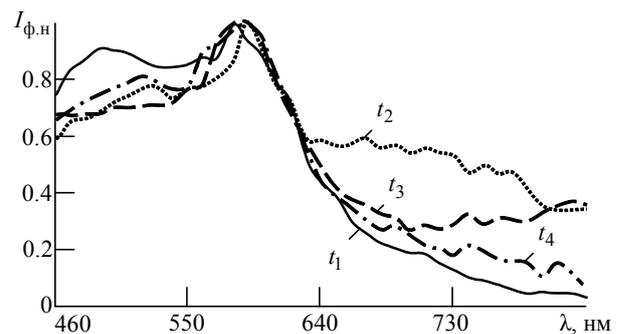


Рис. 3

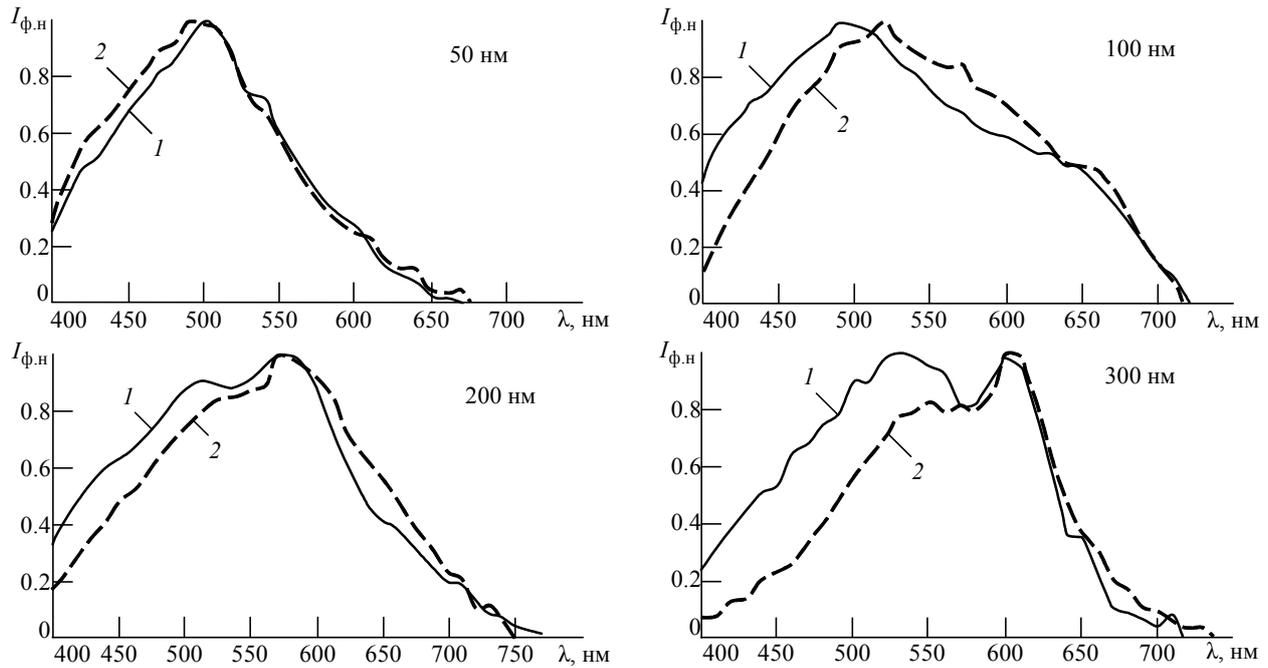


Рис. 4

со стороны пленки (кривые 1) и со стороны стеклянной подложки (кривые 2). Режимы подбирались так, чтобы добиться повторяемости экспериментов.

**Анализ полученных результатов.** Измерения спектров фототока проводились при освещении как со стороны пленки, так и со стороны стеклянной подложки. При измерениях было выявлено, что проведению корректного анализа мешает эффект так называемой остаточной фотопроводимости, в связи с чем была разработана рассмотренная ранее в настоящей статье методика исключения этого эффекта и получения хорошей повторяемости результатов.

Для пленки толщиной  $d = 50$  мкм максимум фототока и его положение на оси длин волн ( $\lambda = 500$  нм) практически не зависят от стороны освещения образца. Эффект объясняется тем, что при такой малой толщине пленка просвечивается насквозь и выявить влияние аморфной и нанокристаллической фаз невозможно. По мере увеличения толщины пленки различие положения максимумов становится все более очевидным. Для пленки толщиной  $d = 100$  мкм максимум фототока при освещении со стороны пленки находится на длине волны  $\lambda = 500$  нм и незначительно (на 30 нм) смещается в длинноволновую область спектра при освещении со стороны стеклянной подложки. Это объясняется тем, что пленка осаждалась в 2 этапа, и нанокристаллическая фаза в той или иной мере присутствует у всех образцов. Указанный эффект проявляется также в спектрах

фототока для пленок толщиной 200 и 300 нм: максимум фототока на длине волны  $\lambda = 500$  нм соответствует аморфной фазе, а на длине волны  $\lambda = 600$  нм – нанокристаллической. При этом нижний слой, осажденный на стеклянную подложку, содержит большее количество нанокристаллитов. Приведенное заключение следует из того, что при освещении образцов со стороны стеклянной подложки (рис. 4, кривые 2) максимум фототока, характеризующий аморфную фазу, уменьшался по сравнению с максимумом при освещении со стороны пленки (рис. 4, кривые 1). Напротив, значения максимума фототока, характеризующего нанокристаллическую фазу, не менялись в зависимости от стороны освещения.

В заключение необходимо отметить, что режимы получения пленок в значительной мере влияют на спектры фотопроводимости пленок. Это проявляется в наличии двух пиков в спектрах и в незначительном смещении максимумов при освещении пленки как со стороны стеклянной подложки, так и со стороны свободной поверхности пленки, что свидетельствует о наличии двух фаз в пленке. При этом ближе к подложке находится слой, содержащий большее количество нанокристаллитов, и их количество уменьшается по мере роста пленки.

Авторы выражают благодарность сотруднику ООО "НТЦ тонкопленочных технологий в энергетике" А. В. Семенову за предоставленные для исследований образцы.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Курова И. А., Ормонт Н. Н. О фотоиндуцированных эффектах в нелегированных пленках  $\text{pm-Si:H}$  // Физика и техника полупроводников. 2013. Вып. 6. С. 757–760.
2. Фотопроводимость пленок гидрированного кремния с двухфазной структурой / А. Г. Казанский, Е. И. Теруков, П. А. Форш, J. P. Kleider // Физика и техника полупроводников. 2010. Вып. 4. С. 513–516.
3. Особенности фотоэлектрических и оптических свойств пленок аморфного гидрогенизированного кремния, полученных плазмохимическим осаждением из смеси моносилана с водородом / А. Г. Казанский, Е. И. Теруков, П. А. Форш, М. В. Хенкин // Физика и техника полупроводников. 2011. Вып. 4. С. 518–523.
4. Thin-film Silicon Solar Cells / ed. by Arvind Shah. Lausanne: EPFL Press, 2010. 430 p.
5. Фотопроводимость тонких пленок аморфного гидрированного кремния / А. Г. Казанский, О. Г. Кошелев, А. Ю. Сазонов, А. А. Хомич // Физика и техника полупроводников. 2008. Вып. 2. С. 192–194.

V. P. Afanasjev, A. V. Vasiljev  
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

### Photoconductivity Spectra of Amorphous Hydrogenated Silicon Films with Nanocrystalline Inclusions

*The technique for the study of amorphous hydrogenated silicon films with nanocrystalline inclusions non-uniformly distributed through the thickness ( $\text{pm-Si:H}$ ) deposited on glass substrates is devised. Photocurrent spectra for the films of various thicknesses are studied when illuminated from the free film surface and from of the glass substrate. The presence of residual photoconductivity and two peaks in photoconductivity spectra of the films are determined that, apparently, indicates the presence of crystalline and amorphous phases in the films.*

$\text{pm-Si:H}$ , Photocurrent Spectrum, Residual Photoconductivity

Статья поступила в редакцию 19 мая 2016 г.



ВСЕРОССИЙСКАЯ ОЛИМПИАДА СТУДЕНТОВ

«РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ»



Олимпиада проводится **21, 22 апреля 2017 г.** на базе Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина).

Информация о проведении олимпиады размещена на сайте [www.eltech.ru](http://www.eltech.ru).

К участию в олимпиаде допускаются студенты старших курсов бакалавриата и специалитета, а также студенты магистратуры по направлениям подготовки:

- 11.04.01 – «Радиотехника»;
- 11.04.02 – «Инфокоммуникационные технологии и системы связи»;
- 11.04.03 – «Конструирование и технология электронных средств»;
- 11.05.01 – «Радиоэлектронные системы и комплексы»;
- 11.05.02 – «Специальные радиотехнические системы».

Участники обязаны пройти регистрацию по установленной форме на сайте университета [www.eltech.ru](http://www.eltech.ru) и на интернет-сайте Всероссийских олимпиад: <http://vso-mon.ru/prisoedinitnya>.

Контактная информация:

**Маругин Алексей Сергеевич** – заместитель декана факультета радиотехники и телекоммуникаций, к. т. н, доцент.

E-mail: [ASM\\_ETU@mail.ru](mailto:ASM_ETU@mail.ru)



УДК 539.216.2

А. В. Тумаркин, С. В. Разумов, А. Г. Гагарин, А. М. Чернявский,  
Н. А. Ялымов, М. В. Злыгостов  
Санкт-Петербургский государственный электротехнический  
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

А. А. Потешкина  
Санкт-Петербургский государственный технологический институт  
(Технический университет)

Ю. А. Уваренкова, В. И. Иванова  
АО «НИИ "Феррит-Домен"» (Санкт-Петербург)

## Структура и свойства тонких пленок титаната-цирконата бария и титаната-станната бария для сверхвысокочастотных применений<sup>1</sup>

*Исследованы структурные и высокочастотные диэлектрические свойства тонких пленок сегнетоэлектрических твердых растворов  $BaZr_xTi_{1-x}O_3$  и  $BaSn_xTi_{1-x}O_3$ , выращенных методом высокочастотного магнетронного распыления керамических мишеней на подложке Pt/r-срез  $Al_2O_3$ . Выявлена высокая управляемость диэлектрической проницаемости тонких слоев под действием приложенного электрического поля при приемлемых для сверхвысокочастотных применений диэлектрических потерях.*

### Высокочастотное магнетронное распыление, тонкие пленки, титанат бария-стронция, титанат-цирконат бария, титанат-станнат бария, рентгеновская дифрактометрия

Сегнетоэлектрические материалы обладают аномально высокой нелинейностью диэлектрических свойств (зависимостью диэлектрической проницаемости от напряженности приложенного электрического поля), что делает их привлекательными для использования в сверхвысокочастотной (СВЧ) электронике [1].

Среди исследуемых сегодня сегнетоэлектриков наиболее привлекательны для использования на СВЧ оксидные материалы типа перовскита. Важная особенность таких сегнетоэлектриков – способность образовывать многокомпонентные твердые растворы, что позволяет создавать материалы, электрофизические свойства которых изменяются в широких пределах. Наиболее исследованными сегнетоэлектрическими материалами для СВЧ-применений являются твердые растворы титаната бария-стронция  $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$  (BST).

На базе BST-пленок реализованы лабораторные макеты сверхвысокочастотных варикондов, фазовращателей, линий задержки и перестраиваемых фильтров [2], [3]. Однако несмотря на значительные усилия, технология BST СВЧ-устройств не выходит за пределы исследовательских лабораторий. Слабыми сторонами материала по-прежнему остаются сильная зависимость свойств от температуры (высокие значения температурного коэффициента диэлектрической проницаемости), СВЧ-потери, медленная релаксация емкости.

Существует ряд материалов, потенциально более перспективных для использования на СВЧ по сравнению с BST, но малоисследованных с этой точки зрения. Это твердые растворы титаната-цирконата бария  $BaZr_xTi_{1-x}O_3$  (BZT) и титаната-станната бария  $BaSn_xTi_{1-x}O_3$  (BSnT). В твердых растворах этих материалов в зависимости от

<sup>1</sup> Работа выполнена при частичной финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 16-07-00617 А).

концентрации компонентов диэлектрическая проницаемость в максимуме достигает высоких значений  $(2...3)10^4$ . Исследование тонких пленок BZT и BSnT в составе управляемых электрическим полем элементов показало, что они характеризуются достаточно высокой диэлектрической нелинейностью и низкими значениями диэлектрических потерь (1–4 %) и, наряду с пленками BST, рассматриваются как перспективные материалы для СВЧ-электроники в качестве элементов СВЧ-фильтров, линий задержки, управляемых полем конденсаторов с переменной емкостью и т. д. Предполагается, что близость ионных радиусов атомов Zr, Sn и Ti позволяет формировать более плотную (и потому более качественную) кристаллическую решетку с меньшей концентрацией точечных дефектов. Важным преимуществом твердых растворов BZT и BSnT перед BST являются меньшие значения диэлектрической релаксации и токов утечки, а также возможность их использования при приложении больших полей смещения [4]. Следует отметить, что сегодня в большинстве работ приводятся экспериментальные данные по диэлектрическим потерям в емкостных структурах ( $\text{tg } \delta$ ) в частотном диапазоне 1 кГц...1 МГц ( $\text{tg } \delta = 0.02...0.05$  для разных образцов). Эти данные не позволяют сделать вывод о применимости полученных пленок в СВЧ-диапазоне.

Задачей работы, результаты которой представлены в настоящей статье, являлось формирование керамических образцов BZT и BSnT, осаждение тонких слоев и исследование их структуры и высокочастотных диэлектрических свойств с целью применения в составе нелинейных элементов СВЧ-диапазона.

Формирование мишеней проводилось по одностадийной технологии [5] непосредственно из смеси химически чистых оксидов и углекислых солей  $\text{TiO}_2$ ,  $\text{SnO}_2$ ,  $\text{ZrO}_2$ ,  $\text{BaCO}_3$  с содержанием основного вещества 99.9 %.

Исходные компоненты в необходимых количествах смешивались в этиловом спирте в шаровой мельнице, футерованной полиуретаном или корундовой плиткой с мелющими телами из оксида алюминия. Одновременно со смешиванием смесь измельчалась и перемалывалась. При получении керамики использовался диоксид титана в кристаллической модификации анатаза, имеющего большую дисперсность порошка, чем модификация рутила. Диоксиды циркония и олова подвергались

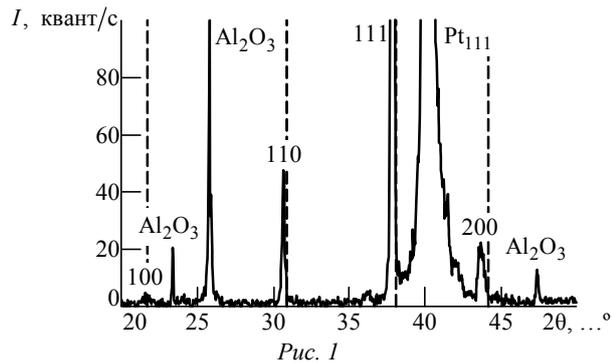
предварительному измельчению в воде в течение 20...24 ч. Средний размер измельченных частиц сырья не превышал 0.8 мкм. Мелкодисперсное сырье позволило ускорить протекание твердофазных реакций и снизить температуру синтеза.

По завершении смешивания состав высушивался при температуре  $T < 373$  К в течение 3...5 ч, протирался через сито и подвергался синтезу в алундовых тиглях при температуре 1523 К в течение 6 ч. Во время синтеза происходил ряд физико-химических превращений, сопровождавшихся усадкой шихты: разложение солей с выделением углекислого газа и реакция в твердой фазе заданного состава. Синтезированная шихта проходила второй мокрый помол, аналогичный первому, сушку и просеивание.

Пресспорошок готовился с использованием в качестве связующего вещества водяного раствора метилцеллюлозы в количестве 15–18 %. Образцы в виде дисков диаметром 90 мм и высотой 7...8 мм изготавливались одноосным прессованием при удельном давлении 98.1 МПа. Спекание проходило в печах камерного типа в атмосфере кислорода при температуре 1603...1673 К в течение 4...8 ч.

Тонкие пленки BZT и BSnT были получены радиочастотным магнетронным распылением керамических мишеней состава  $\text{BaZr}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$  и  $\text{BaSn}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$  соответственно. Распыление проводилось в кислородной атмосфере при давлении 2 Па на подложку Pt/Ti/r-срез  $\text{Al}_2\text{O}_3$ . Температура подложки поддерживалась на уровне 1123 К. Толщина пленок составляла около 500 нм. Для исследования диэлектрических свойств на поверхность пленок были нанесены медные электроды с адгезионным подслоем хрома. Геометрия электродов соответствовала конструкции плоскопараллельного конденсатора "металл–диэлектрик–металл".

Фазовый анализ сформированных пленок проводился с помощью рентгеновского дифрактометра ДРОН-7, микроструктура и морфология поверхности изучались с помощью атомно-силового микроскопа (АСМ) "Смена". Диэлектрические свойства образцов измерялись на частоте 1.5 ГГц при комнатной температуре. Напряжение смещения, прикладываемое к конденсаторам, изменялось в диапазоне  $\pm 20$  В, что соответствовало напряженности поля в сегнетоэлектрической пленке  $E \approx \pm 40$  В/мкм. Температурные зависимости емкости образцов измерялись на частоте 1 МГц в диапазоне 100...350 К.

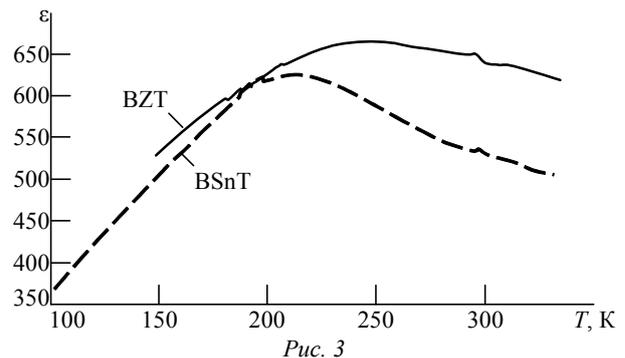
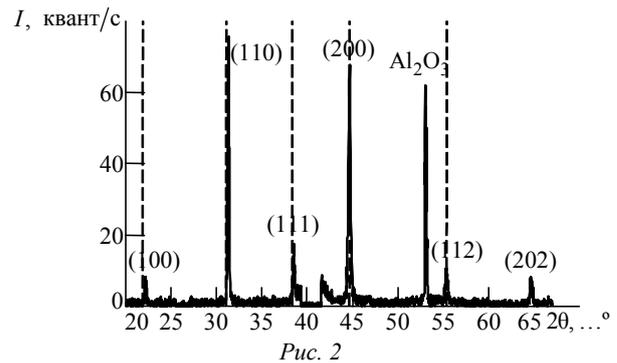


Рентгеновская дифрактограмма тонкой пленки BZT, осажденной при температуре подложки 1123 К, свидетельствует о хорошо сформированной поликристаллической перовскитной структуре (рис. 1, штриховыми линиями отмечены положения пиков для материала мишени). Полученный образец BZT обладает доминирующей (111) ориентацией роста кристаллической решетки. Кубический параметр решетки  $a = 0.4120$  нм.

Исходя из фазовой диаграммы для керамических твердых растворов  $(1-x)\text{BaTiO}_3 - x\text{BaZrO}_3$  и с учетом линейной зависимости параметра решетки  $a$  твердого раствора  $\text{BaSn}_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$  от  $x$ , состав полученной пленки соответствует  $x=0.60$ , т. е. оказывается сдвинутым относительно состава мишени примерно на 10 % в сторону цирконата бария. Этот эффект можно объяснить двумя причинами: во-первых, разницей в температурных коэффициентах расширения подложки и пленки, что приводит к формированию растягивающих напряжений и, следовательно, к изменению постоянной решетки; во-вторых, различием в атомных массах атомов титана и циркония. Цирконий вдвое тяжелее титана, поэтому атомы титана сильнее рассеиваются в кислородной газовой среде, что ведет к увеличению доли циркония в пленке.

Пленки BSnT, осажденные при температуре 1123 К, имеют хорошую перовскитную структуру с преимущественной (110) ориентацией роста и отсутствием примесных фаз (рис. 2). Значение постоянной решетки составляет 0.40469 нм, что соответствует составу  $\text{BaSn}_{0.4}\text{Ti}_{0.6}\text{O}_3$ , т. е. пленка обеднена оловом по сравнению с мишенью. Вероятной причиной этого может быть реиспарение комплексов SnO с поверхности подложки при высоких температурах осаждения.

Согласно данным АСМ, поверхность пленок BSnT и BZT имеет рельеф с зернами размера



100...300 нм, шероховатость поверхности примерно 10...20 нм.

Температурные зависимости диэлектрической проницаемости пленок BZT и BSnT (рис. 3) демонстрируют сильное размытие сегнетоэлектрических фазовых переходов в пленках. Температура максимума для BZT пленки составляет 250 К, для BSnT – 210 К, что соответствует компонентным составам, оцененным методом рентгеноструктурного анализа.

На рис. 4, а приведены зависимости диэлектрической проницаемости емкостных структур на основе пленок BZT, BSnT и BST от приложенного управляющего поля на частоте 1.5 ГГц. Значения диэлектрической проницаемости нормированы на максимальные значения. На графике хорошо виден выигрыш в диэлектрической нелинейности емкостных структур на основе пленок BZT и BSnT (управляемость, оцененная как отношение емкостей при нулевом и при максимальном приложенном поле, достигает трех) по сравнению с BST-пленкой, полученной в стандартном технологическом режиме. При этом диэлектрические потери материалов находятся на приемлемом для СВЧ-применений уровне (рис. 4, б).

В настоящей статье представлены результаты исследований тонких пленок BZT и BSnT, осажденных методом высокочастотного магнетронного распыления керамических мишеней состава  $\text{BaZr}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$  и  $\text{BaSn}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$ . Полученные

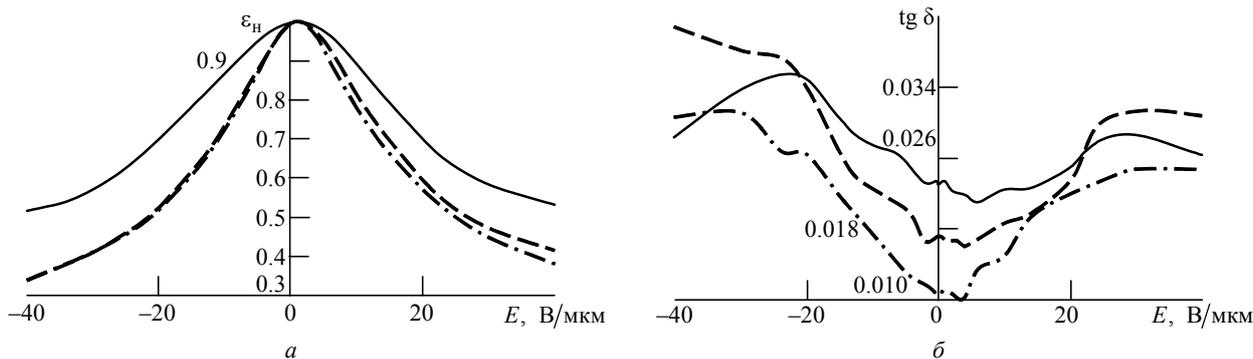


Рис. 4

образцы являются поликристаллическими, без наличия примесных фаз и обладают кристаллической структурой перовскита. Показано, что для пленок BZT и BSnT при температуре подложки 1123 К происходит изменение компонентного со-

става относительно составов мишени. Исследование диэлектрических свойств образцов обнаружило их преимущества в отношении диэлектрической нелинейности по сравнению с BST-пленкой, полученной в стандартном технологическом режиме.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вендик О. Г. Сегнетоэлектрики находят свою "нишу" среди управляющих устройств СВЧ // ФТТ. 2009. Т. 51, вып. 7. С. 156–160.
2. Microwave Properties of Thin BSTO Films Based Varactors for High Frequency Applications Integrated Ferroelectrics / S. V. Razumov, A. V. Tumarkin, A. G. Gagarin, M. V. Sysa, M. M. Gaidukov, P. V. Mironenko, A. V. Zemtsov // Ferroelectrics. 2003. Vol. 55. P. 871–876.
3. Enhanced Tunable Properties of  $Ba_{0.6}Sr_{0.4}TiO_3$  Thin Films Grown on Pt/Ti/SiO<sub>2</sub>/Si Substrates Using MgO

Buffer Layers / W. Zhu, J. Cheng, Sh. Yu, J. Gong, Zh. Meng // Appl. Phys. Lett. 2007. Vol. 90. P. 65–69.

4. Hoffmann S., Waser R. M. Dielectric Properties, Leakage Behaviour, and Resistance Degradation of Thin Films of the Solid Solution Series  $Ba(Ti_{1-y}Zr_y)O_3$  // Integrated Ferroelectrics. 1997. Vol. 17, iss. 1. P. 141–152.

5. Иванов Д. М., Лукьянова Н. А., Иванова В. И. Высокодобротная керамика для приборов СВЧ диапазона // Петерб. журн. электроники. 2012. Вып. 1(70). С. 18–23.

A. V. Tumarkin, S. V. Razumov, A. G. Gagarin, A. M. Cherniavsky, N. A. Yalymov, M. V. Zlygostov  
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

A. A. Poteshkina

Saint Petersburg State Technological Institute (Technical University)

Yu. A. Uvarenkova, V. I. Ivanova

JSC «SRI "Ferrite-Domen"» (Saint Petersburg)

### The Crystal Structure and Properties of Barium Zirconate Titanate and Barium Stannate Titanate Thin Films for Microwave Applications

*Structural and radio frequency (RF) dielectric properties of thin films of ferroelectric solid solutions  $BaZr_xTi_{1-x}O_3$  and  $BaSn_xTi_{1-x}O_3$  obtained by RF magnetron sputtering of ceramic targets on Pt/r-cut of  $Al_2O_3$  sapphire substrate are investigated. A high tunability of thin layers and low values of dielectric loss acceptable for microwave application have been revealed.*

Radio Frequency Magnetron Sputtering, Thin Films, Barium Strontium Titanate, Barium Zirconate Titanate, Barium Stannate Titanate, X-ray Diffraction

Статья поступила в редакцию 01 июля 2016 г.

УДК 539.216.22

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

## Доменный эпитаксиальный рост сегнетоэлектрических пленок титаната бария–стронция на сапфире<sup>1</sup>

*Представлена модель эпитаксиального роста кристаллических многокомпонентных пленок на монокристаллических подложках с доменным соответствием на примере твердого раствора титаната бария–стронция на подложках сапфира (r-срез). Доменный эпитаксиальный рост предполагает согласование плоскостей решетки пленки и подложки, имеющих схожую структуру, путем сопоставления доменов, кратных целому числу межплоскостных расстояний. Варьирование компонентного состава твердого раствора позволяет изменять размер домена в диапазоне, достаточном для снижения рассогласования решеток титаната бария–стронция и сапфира до значения, достаточного для эпитаксиального роста. Таким образом, можно спроектировать эпитаксиальный рост пленок различных твердых растворов на монокристаллических подложках.*

### Сегнетоэлектрические пленки, титанат бария–стронция

Эпитаксиальный рост тонких пленок и миниатюризация дефектов в тонкопленочных гетероструктурах являются ключевыми факторами для получения перспективных характеристик устройств на их основе. Традиционная концепция эпитаксиального роста подразумевает, что кристаллические решетки подложки и растущего слоя практически не различаются между собой. При этом достигается эпитаксиальный рост с очень низкой плотностью дислокаций и других структурных дефектов. Хорошо осуществима эпитаксия, в которой несоответствие постоянных решеток не превышает 8 % [1]. Малые значения несоответствия приводят к малым значениям межфазной энергии и к последовательному эпитаксиальному росту. При больших расхождениях сопрягаются наиболее плотноупакованные направления, а некоторые плоскости решеток не находят продолжения в другом материале. Края оборванных плоскостей образуют дислокации несоответствия. Такая пленка будет расти текстурированной или, в значительной степени, поликристаллической.

Зачастую перспективные материалы электроники плохо согласуются с традиционными монокристаллическими подложками по параметрам решетки и по температурным коэффициентам расширения, что препятствует гетероэпитаксиальному росту. В таком случае при выборе подложки с хо-

худшей теплопроводностью, диэлектрическими потерями и т. д. согласование материалов пленки и подложки часто приводит к ухудшению тепловых или электрических характеристик системы.

Другой способ согласования решеток – использование буферных слоев – также может приносить паразитный вклад в характеристики конечного устройства. Примером такой ситуации может служить сегнетоэлектрический твердый раствор титаната бария–стронция  $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$  (BST). При содержании Ba до 60 % материал проявляет диэлектрическую проницаемость до 4000, оставаясь при этом в параэлектрическом состоянии при комнатной температуре, что перспективно для сверхвысокочастотных (СВЧ) применений. Сегнетоэлектрические BST-устройства обладают параметрами, превосходящими характеристики полупроводниковых и ферритовых аналогов на СВЧ [2].

Наиболее перспективным материалом подложек для СВЧ-применений является сапфир ( $Al_2O_3$ ), обладающий лучшими СВЧ-характеристиками среди монокристаллических подложек [3], [4]. В связи с этим инженеры, проектирующие устройства для работы на СВЧ, стремятся использовать данные подложки для повышения добротности. Тем не менее, анализ научной литературы показывает, что на сегодняшний день не удается получить

<sup>1</sup> Моделирование выполнено при поддержке гранта "УМНИК" №10404ГУ/2015. Работа выполнена при частичной финансовой поддержке РФФИ в рамках проектов №16-29-05147 офи\_м, 16-07-00617 А, 16-08-00808 А.

рошим кристаллическим соответствием, но с

структурно совершенную пленку титаната бария–

стронция непосредственно на сапфире из-за несогласованности параметров элементарных ячеек [1]–[5]. Таким образом, проблема ориентированного роста сегнетоэлектрической пленки BST на сапфировой подложке без использования промежуточных буферных слоев остается открытой.

Поставленная задача может быть решена методом доменного согласования [1], [6]. Указанный метод позволяет эпитаксиально выращивать пленки даже с большими несоответствиями параметров кристаллических решеток между пленкой и подложкой, если они обладают сходной симметрией кристалла. Концепция доменной эпитаксии представляет собой значительный отход от традиционной концепции эпитаксиального роста для тонких пленок с малым различием параметров кристаллических решеток. Эпитаксиальный рост с доменным согласованием заключается в сопоставлении доменов, которые соответствуют кратным значениям параметров решетки пленки и подложки. Согласно этому методу реализован эпитаксиальный рост нитрида титана на подложке кремния (100), нитрида алюминия на подложке кремния (111), оксида цинка на подложке сапфира (0001) [1] и  $Ba_{0.5}Sr_{0.5}TiO_3$  (111) на сапфире (0001) с буферным слоем оксида цинка (ZnO) [3]. Рассогласование сегнетоэлектрической пленки с буферным слоем ZnO достигает 11.2 %, но если сопоставить 9 межплоскостных рас-

стояний  $Ba_{0.5}Sr_{0.5}TiO_3$  (111) с восемью расстояниями ZnO (002), то рассогласование составит 0.8 %.

Подход, предложенный в настоящей статье, предполагает использование особенности многокомпонентных сегнетоэлектриков образовывать твердые растворы. Варьированием состава (в случае BST – соотношения Ba и Sr) можно изменять параметр кристаллической решетки материала [4] с целью реализации возможности эпитаксиального доменного роста сегнетоэлектрической пленки BST на сапфире (1  $\bar{1}02$ ) (г-срез). Твердый раствор титаната бария-стронция относится к сегнетоэлектрикам кислородно-октаэдрической группы и изменяет параметр решетки линейно от 3.905 Å для чистого титаната стронция ( $SrTiO_3$ ) до 4.0086 Å для чистого титаната бария ( $BaTiO_3$ ) при пересчете на псевдокубическую решетку. Структура элементарной ячейки имеет кубическую форму, в центре которой находится ион титана, ионы бария и стронция располагаются на вершинах куба, а посередине граней расположены ионы кислорода. На рис. 1, а представлены основные ориентации роста перовскитной решетки BST с расположением атомов в плоскости подложки. Решетка сапфира имеет гексагональную структуру с параметрами 4.75 и 12.99 Å, при этом г-срез (1  $\bar{1}02$ ) сапфира, используемый для роста сегнетоэлектрических структур (рис. 1, б), выводит на поверхность квадрат с постоянной решетки 3.67 Å [7].

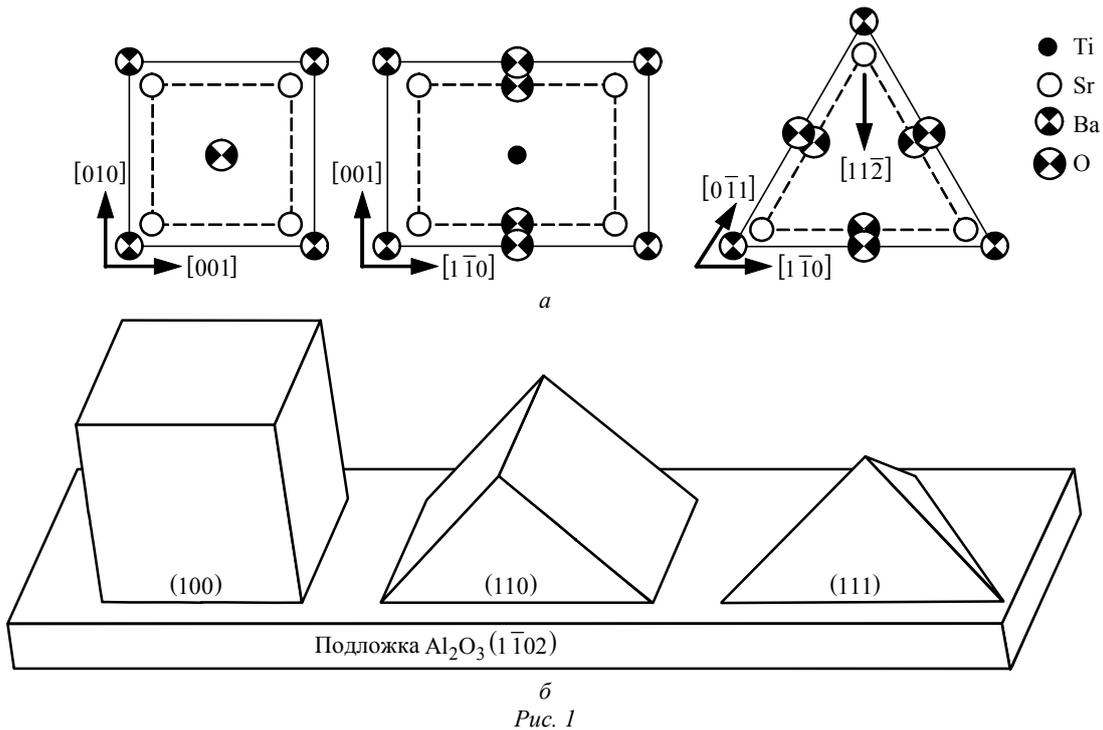


Рис. 1

Исходя из рассогласования параметров решеток не больше 8 %, можно добиться эпитаксиального роста на сапфире г-среза для тонких пленок с кубической решеткой и параметром в интервале от 3.37 до 3.96 Å:  $a \pm a \cdot 0.08$ , где  $a$  – межплоскостное расстояние на поверхности сапфира г-среза. Однако на практике эпитаксиальный рост на г-срезе сапфира реализован только для чистого титаната стронция [8], тогда как интерес для СВЧ-применений представляют твердые растворы с содержанием бария 20–50 % [9]. Повышение содержания титаната бария в твердом растворе приводит к увеличению рассогласования решеток BST-пленки и сапфира, что препятствует эпитаксиальному росту.

Сопоставив домены BST-пленок различного компонентного состава с подложкой сапфира г-среза, можно определить наиболее вероятные ориентации роста данной гетероструктуры. Формула для расчета рассогласования имеет вид

$$\frac{na_f - ma_s}{ma_s},$$

где  $a_f$ ,  $a_s$  – межплоскостные расстояния пленки и подложки соответственно;  $n$ ,  $m$  – коэффициенты кратности.

Чтобы провести расчет, необходимо сопоставить фигуры на поверхности сапфира г-среза и любые подобные фигуры в решетке BST-пленки. Для основных ориентаций роста BST-пленки (рис. 1, а) это межплоскостные расстояния, отложенные по векторам [100],  $[1\bar{1}0]$  и  $[11\bar{2}]$ . Используя указанные межплоскостные расстояния, проведено моделирование для наиболее вероятных линейных размеров домена и рассчитаны оптимальные составы твердого раствора BST, для которых должен реализовываться эпитаксиальный рост с доменным соответствием (таблица).

Из результатов моделирования следует, что наиболее согласованными ориентациями роста на подложке сапфира г-среза являются (110) и (111). При этом ориентации сильно различаются по необходимому компонентному составу растущей сегнетоэлектрической пленки. Ориентация (100) твердого раствора BST менее осуществима на чистом сапфире, так как из-за коэффициентов кратности домен должен быть слишком большим, и его согласование с подложкой имеет меньшую вероятность. Для ориентации (110) наименьшее рассогласование должно происходить при росте чистого титаната стронция, а размеры согласующихся доменов минимальны: наименьшее рассо-

Ориентация роста (вектор)	Рассогласование, %	Состав твердого раствора по Ba, %	Кратность $n/m$
100 [100]	Менее 4	10...60	9/10
110 $[1\bar{1}0]$	Менее 1	0...25	2/3
111 $[11\bar{2}]$	Менее 1	49...60	3/4

гласование происходит при соответствии двух межплоскостных расстояний растущей пленки трем межплоскостным расстояниям сапфировой подложки. Это означает, что 3 атома в решетке пленки будут соответствовать четырем атомам сапфировой подложки (рис. 2).

Согласование доменов только по одному направлению не является необходимым и достаточным условием для доменного эпитаксиального роста. Необходимо отметить, что линейное сопоставление доменов пленки и подложки не обеспечивает полного согласования, т. е. в рассматриваемом направлении остается размерное несоответствие, вызванное неидеальным совпадением доменов. Растущая пленка может компенсировать указанное несоответствие за счет деформации решетки в плоскости подложки таким образом, что напряжения сжатия по одной оси будут скомпенсированы напряжениями растяжения по другой, если такая возможность разрешена геометрией подложки. Рассмотрим возможность такой ситуации применительно к росту BST-пленки на сапфире. Вторым вектором в плоскости подложки для ориентации (110) BST-пленки является вектор [001] (рис. 1, а). Моделирование показало, что рассогласование в направлении вектора  $[1\bar{1}0]$  является напряжением сжатия, в то время как рассогласование по вектору [001] – напряжением растяжения. Таким образом, подложка деформирует элементарную ячейку растущей сегнетоэлектрической пленки, одновременно растягивая и сжимая ее в двух перпендикулярных направлениях. При этом объем ячейки будет оставаться

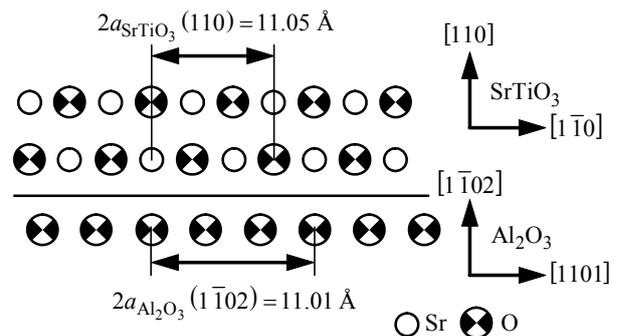


Рис. 2

неизменным. Приняв во внимание эти соображения и исходя из сопоставления доменов по направлениям  $[1\bar{1}0]$  и  $[001]$  в плоскости подложки, можно сделать вывод, что компонентный состав, содержащий 27 % Ba, должен обеспечить преимущественный рост BST-пленки с ориентацией (110) на г-срезе сапфира. Аналогичные вычисления для ориентации кристаллитов (111) повышают это значение до 37 % содержания титаната бария в твердом растворе.

Таким образом, представляется возможным добиться эпитаксиального доменного роста сегнетоэлектрических пленок твердого раствора

BST на сапфире и подобных подложках. Варьирование компонентного состава твердого раствора BST позволяет изменять размер домена в диапазоне, достаточном для снижения рассогласования с подложкой, что должно обеспечить возможность доменного ориентированного роста. Точно зная компонентный состав растущей пленки на подложке, можно предсказать преимущественную ориентацию роста, а управляя компонентным составом – изменять направление ориентации, тем самым влияя на электрофизические характеристики осаждаемого покрытия.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Narayana J., Larson B. C. Domain epitaxy: A unified Paradigm for Thin Film Growth // J. of Appl. Phys. 2003. Vol. 93, iss. 1. P. 278.
2. Вендик О. Г. Сегнетоэлектрики находят свою "нишу" среди управляющих устройств СВЧ // ФТТ. 2009. Т. 51, вып. 7. С. 1441–1445.
3. Barium strontium titanate thin film varactors for room-temperature microwave device applications / P. Bao, T. J. Jackson, X. Wang, M. J. Lancaster // J. Phys. D: Appl. Phys. 2008, Vol. 41, iss. 6. P. 63001.
4. Challenges and opportunities for multi-functional oxide thin films for voltage tunable radio frequency microwave components / G. Subramanyam, M. W. Cole, N. X. Sun, T. S. Kalkur // J. Appl. Phys. 2013. Vol. 114, iss. 19. P. 191301.
5. Палатник Л. С., Папилов И. И. Ориентированная кристаллизация. М.: Металлургия, 1964. 409 с.
6. Domain Matched Epitaxial Growth of (111)  $Ba_{0.5}Sr_{0.5}TiO_3$  Thin Films on (0001)  $Al_2O_3$  with ZnO Buffer Layer / P. S. Krishnaprasad, A. Aldrin, R. Fredy, M. K. Jayaraj // J. Appl. Phys. 2015, Vol. 117, iss. 12. P. 124102.
7. Шаскольская М. П. Кристаллография. М.: Высш. шк., 1984. 376 с.
8. Ferroelectric Strontium Titanate Thin Films for Microwave Applications / A. V. Tumarkin, M. M. Gaidukov, A. G. Gagarin, T. B. SamoiloVA, A. B. Kozyrev // Ferroelectrics. 2012. Vol. 439, iss. 1. P. 49–55.
9. Сверхвысокочастотные свойства сегнетоэлектрических варикондов на основе пленок  $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$  с Mg-содержащей добавкой / А. В. Тумаркин, Е. Р. Тепина, Е. А. Ненашева, Н. Ф. Картенко, А. Б. Козырев // ЖТФ. 2012. Т. 82, вып. 6. С. 53–57.

A. A. Odinets, A. V. Tumarkin

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

### Domain Matched Epitaxial Growth of $BaSrTiO_3$ thin films on $Al_2O_3$

*The model of the crystal epitaxial growth of multicomponent films on single crystal substrates with domain correlations are presented to an example of a solid solution of barium strontium titanate on sapphire substrates (r-cut). Domain matched epitaxial growth involves the matching of the film and substrate lattice planes having a similar structure, by matching domains. Varying the component composition of the solid solution allows to change the domain size in the range sufficient to reduce the mismatch of the lattice of barium strontium titanate and sapphire. Thus, it is possible to design an epitaxial film growth of various solid solutions on single-crystal substrates.*

Ferroelectric Films, Barium Strontium Titanate

Статья поступила в редакцию 01 июля 2016 г.



УДК 621.375.4

О. А. Адоньев, Д. В. Котов, А. В. Плутешко, А. А. Блинников  
АО "Всероссийский НИИ радиотехники" (Москва)  
А. В. Зайцев, П. В. Маслов  
АО "Акметрон" (Москва)

## Методика измерений X-параметров мощного СВЧ-усилителя S-диапазона

*Выполнена серия измерений X-параметров мощного СВЧ-усилителя S-диапазона. В результате работы составлена методика проведения подобных измерений, являющихся основой для создания поведенческой модели усилителя, поддерживаемой САПР Keysight ADS. В методике описаны все этапы подготовки рабочего стенда, процесс настройки оборудования, а также описана возможность применения X-параметров.*

### Мощный СВЧ-усилитель, X-параметры, поведенческая модель усилителя мощности, ADS, PNA-X

При разработке СВЧ-усилителей мощности необходимо учитывать режимы работы транзисторов, в которых предсказать поведение усилителя на основании аналитических моделей затруднительно. Компания "Keysight Technologies" совместно с компанией "Mauzy Microwave" предложили решение данной проблемы в виде X-параметров, описывающих нелинейные свойства активных устройств. Измеренные X-параметры импортируются в САПР "Keysight Advanced Design System" (ADS) для дальнейшего моделирования.

На данный момент существующие источники информации [1], [2] не дают целостного представления о проведении измерений X-параметров. Вследствие этого актуальна задача создания методики их измерений.

X-параметры описывают поведение устройства, возбуждаемого гармоническим сигналом [1]. При измерении X-параметров в режиме большого сигнала помимо откликов падающей и отраженной волн на частоте возбуждения используются отклики на гармониках сигнала. Для описания поведения устройства при различных импедансах входной и выходной цепей в состав X-параметров включаются коэффициенты передачи малых сигналов на основной частоте и на ее гармониках. Эти сигналы называются тонами экстракции (ТЭ), они действуют на входе и выходе устройства одновременно с большим сигналом и

имеют уровень  $-30 \dots -20$  дБ относительно уровня этого сигнала [3].

Поведенческая модель состоит из массива данных, получаемых при исследовании усилителя. Для каждого устройства анализируются диапазон частот, входная мощность, входные и выходные импедансы. Набор значений указанных параметров определяет собой множество точек при проведении измерений. Для определения поведения устройства в промежуточных точках используется интерполяция.

В рамках описываемой работы проведены измерения X-параметров мощного СВЧ-усилителя S-диапазона на LDMOS-транзисторе NXP-BLS6G2735LS-30 с выходной мощностью 40 Вт в полосе рабочих частот 2.7...2.9 ГГц. Режим работы транзистора – импульсный со скважностью 5. Для проведения измерений использован векторный анализатор цепей PNA-X с программным обеспечением (ПО) NVNA [4] компании "Keysight Technologies" и тюнер импеданса компании "Mauzy Microwave" с ПО IVCAD [5].

Измерение X-параметров осуществлялось для семи частот от 2.65 до 2.95 ГГц с шагом 50 МГц. Точки 2.65 и 2.95 ГГц необходимы для расширения исследуемого частотного диапазона усилителя. В измерениях применялась процедура систематического перебора импеданса нагрузки (load-pull) [6], предусматривающая перебор значений импе-

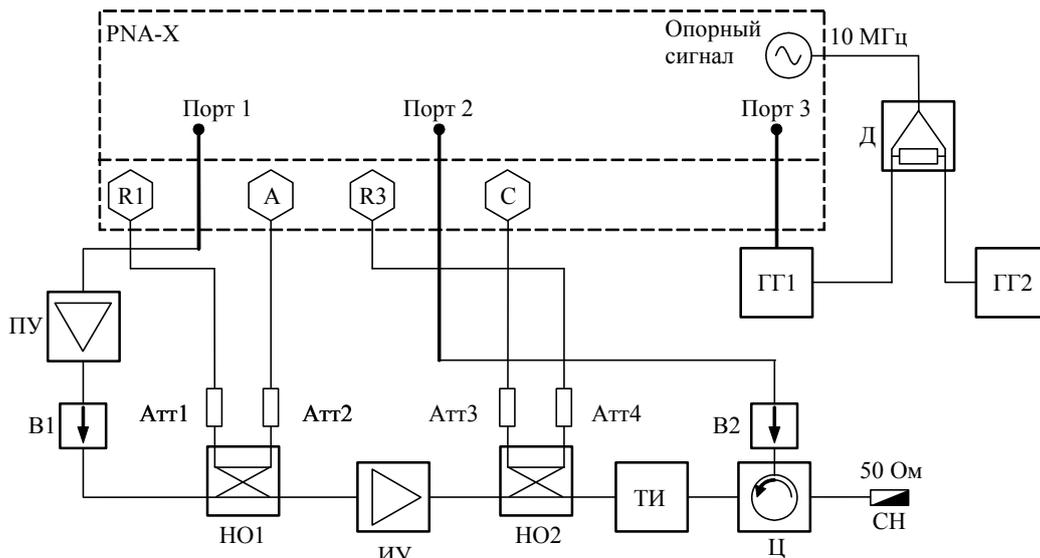


Рис. 1

данса нагрузки в диапазоне, заданном на диаграмме Вольперта–Смита. Систематический перебор импеданса нагрузки позволяет находить оптимальные значения нагрузки для получения требуемых характеристик усилителя мощности (выходная мощность, КПД и др). В рассмотренных измерениях для каждой из частот выбирались 25 значений импеданса нагрузки, расположенных в окрестности единичного значения на диаграмме Вольперта–Смита. Измерения выполнялись на трех гармониках несущей частоты сигнала. Диапазон входной мощности варьировался от 20 до 33 дБм с шагом 1 дБ.

Схема измерений X-параметров измеряемого устройства ИУ представлена на рис. 1, где изображены порты и приемники векторного анализатора цепей PNA-X [7], а также внешнее оборудование, необходимое для измерений: А, С – приемники отраженных волн; R1, R3 – приемники падающих волн; ПУ – предварительный усилитель с коэффициентом усиления 30 дБ; В1, В2 – вентили; НО1, НО2 – направленные ответвители с коэффициентом ответвления 35 дБ; ТИ – тюнер импеданса "Maury Microwave"; Ц – циркулятор; СН – согласованная нагрузка 50 Ом; Атт1–Атт4 – аттенуаторы 20 дБ; ГГ1, ГГ2 – генераторы гармоник; Д – делитель.

На рис. 2 изображена блок-схема методики, описывающая этапы проведения измерений X-параметров. Первым этапом является калибровка тюнера импеданса "Maury Microwave" с использованием ПО тюнера IVCAD. Калибровка проводится для каждой из частотных точек. В процессе калибровки тюнер осуществляет перебор множества значений импедансов на диаграмме Воль-

перта–Смита для каждой рассматриваемой частотной точки.

Вторым этапом является калибровка приемников с учетом влияния схемы измерений для мощных устройств. Для выполнения данной процедуры используется схема, состоящая из НО1, ТИ и НО2. При этом выход порта 1 подключается к НО1, а выход порта 3 – к выходу ТИ. Далее выполняется переход к работе с ПО IVCAD. Первым шагом является инсталляция в IVCAD тюнера импеданса "Maury Microwave", PNA-X и измерителя мощности. Перед калибровкой внутренний источник PNA-X необходимо установить в непрерывный режим, а также задать требуемый уровень выходной мощности его сигнала. После выполнения всех перечисленных операций запускается процедура автоматического учета влияния схемы измерений для мощных устройств. Для этого электронный калибровочный модуль (ЭКМ) подключается к разъемам 1 и 2, после чего запускается процедура IVCAD "tuners auto de-embedding".

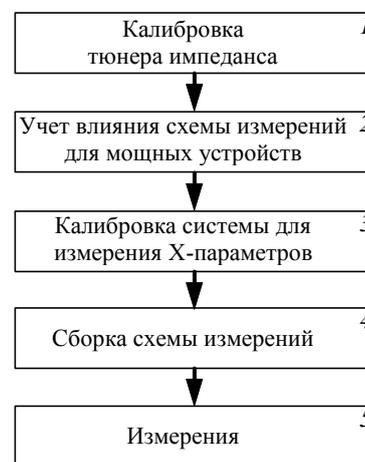


Рис. 2

На третьем этапе система калибруется для измерений X-параметров усилителя мощности в импульсном режиме. Собирается схема (рис. 1), за исключением ПУ и В1. Далее при помощи ПО IVCAD PNA-X переводится в импульсный режим работы, а также устанавливаются необходимые параметры импульсов. Затем ПО IVCAD обращается к ПО NVNA для калибровки. При этом необходимо задать частотный диапазон измерений, уровень мощности при калибровке, положение переключателей внутри PNA-X, количество измеряемых гармоник и значения уровней каждого ТЭ, исходящего из портов 1 и 3.

Калибровка системы в ПО NVNA состоит из трех процедур: векторной калибровки, фазовой калибровки с ГГ2 и мощностной калибровки. Векторная калибровка выполняется при подключении ЭКМ к разъемам 1 и 2. Фазовая калибровка осуществляется при помощи ГГ2, подключаемого к разъему 1, при этом ГГ1 остается подключен к порту 2 и определяет опорную фазу сигнала. Калибровка уровня мощности проводится с использованием измерителя мощности, подключаемого к разъему 1. Результаты калибровок автоматически импортируются в ПО IVCAD.

На четвертом этапе следует подключить ИУ к разъемам 1 и 2, а также подключить ПУ, задать количество точек измеряемых импедансов и диапазон мощности, выходящей из порта 1.

Последний этап заключается в запуске процесса измерений X-параметров ИУ.

Результаты измерений X-параметров автоматически записываются в файл формата "\*.xpr". Для каждой из измеренных частотных точек создается отдельный файл X-параметров. Для полу-

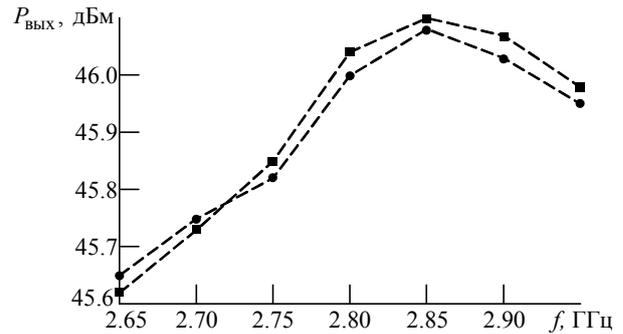


Рис. 3

чения полной модели все файлы объединяются в один. Полученный файл используется для моделирования в САПР "Keysight" ADS.

Для проверки полученных результатов они записываются в файл формата "\*.mdf". В файле содержатся результаты измерений, не преобразованные в X-параметры: выходная мощность усилителя для каждой из исследуемых частот и для каждого импеданса.

По результатам измерений построена амплитудно-частотная характеристика для  $Z_{\text{вх}} = Z_{\text{вых}} = 50 \text{ Ом}$  (рис. 3, точки измерения указаны круглыми маркерами). Для сравнения на этом же рисунке приведены X-параметры, используемые в САПР "Keysight" ADS при моделировании поведения усилителя (квадратные маркеры).

Представленная методика включает в себя все этапы измерений, необходимые для получения файла X-параметров. Этот файл может быть использован в САПР "Keysight" ADS для последующего компьютерного моделирования, позволяя разрабатывать модели активных устройств с учетом их нелинейных характеристик и с возможностью каскадирования.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. X-Parameters: The new Paradigm for Measurement, Modeling, and Design of Nonlinear RF and Microwave Components / D. E. Root, J. Horn, L. Betts, C. Gillease, J. Verpecht // Microwave Engineering Europe. 2008. P. 16–21.
2. Device Modeling with NVNAs and X-parameters / D. E. Root, J. Xu, J. Horn, M. Iwamoto, G. Simpson // IEEE MTT-S INMMiC Conf., Gotenborg, Sweden, 26–27 Apr. 2010. Piscataway: IEEE, 2010. P. 12–15.
3. X-Parameter\* Measurements. URL: [http://na.support.keysight.com/pna/nvna/NVNAWebHelp/XParameter\\_Measurements.htm](http://na.support.keysight.com/pna/nvna/NVNAWebHelp/XParameter_Measurements.htm) (дата обращения 25.02.16)
4. Nonlinear Vector Network Analyzer. URL: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5989-8575RURU.pdf> (дата обращения 18.02.16).
5. IVCAD Advanced Measurement and Modeling Software. URL: [https://www.maurymw.com/MW\\_RF/IVCAD\\_Advanced\\_Measurement\\_Modeling\\_Software.php](https://www.maurymw.com/MW_RF/IVCAD_Advanced_Measurement_Modeling_Software.php) (дата обращения 28.10.16).
6. IVCAD NVNA and X-parameters – Load Pull. URL: [https://maury.zendesk.com/hc/en-us/article\\_attachments/202784476/IVCAD\\_MT930C\\_GS\\_NVNA\\_Load\\_Pull.pdf](https://maury.zendesk.com/hc/en-us/article_attachments/202784476/IVCAD_MT930C_GS_NVNA_Load_Pull.pdf) (дата обращения 28.10.16).
7. Modeling a UMS GaN Transistor (CHZ015A) with a B1505, a PNA-X and ICCAP. URL: [http://www.keysight.com/upload/cmc\\_upload/All/gan\\_transistor.pdf](http://www.keysight.com/upload/cmc_upload/All/gan_transistor.pdf) (дата обращения 28.10.2016).

O. A. Adonev, D. V. Kotov, A. V. Pluteshko, A. A. Blinnikov  
JSC "All-Russian Research Institute of Radio Engineering" (Moscow)  
A. V. Zaycev, P. V. Maslov  
JSC "Akmetron" (Moscow)

### Technique of the X-Parameters Measurements of S-Band Power Amplifier

*Performed a series of the X-parameters measurements of high-power S-band power amplifier. This method is the foundation to provide similar measurements and as result to obtain the behavioral model of power amplifier to further simulations in ADS. This method describes all the calibration and measurement steps to obtain X-parameters.*

RF Power Amplifier; X-Parameters; Behavioral Model of RF Power Amplifier; ADS; PNA-X

Статья поступила в редакцию 16 июля 2016 г.



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

14-я МЕЖДУНАРОДНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ  
«ТЕЛЕВИДЕНИЕ:  
ПЕРЕДАЧА И ОБРАБОТКА  
ИЗОБРАЖЕНИЙ»

**Конференция** состоится **27, 28 июня 2017 г.** в Санкт-Петербургском государственном электротехническом университете "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина).

На конференции будут рассмотрены вопросы:

- цифровой обработки и компрессии видеоданных;
- разработки методов и устройств формирования видеосигнала;
- создания прикладных телевизионных систем.

Тезисы доклада и заявка на участие в конференции предоставляются в электронном виде **не позднее 15 мая 2017 г.**

**Сборник конференции** включен в систему Российского индекса научного цитирования (РИНЦ).

Сайт конференции: [www.tv-conference.ru](http://www.tv-conference.ru)

E-mail: [tvconference@gmail.com](mailto:tvconference@gmail.com)

Телефон оргкомитета:

8 (812) 346-47-84

Контактные лица:

Манцетов Андрей Александрович

+7 (911) 244-66-64

Баранов Павел Сергеевич

+7 (921) 368-77-19

Мотыко Александр Александрович

+7 (905) 228-90-82



## Наши авторы

*Адоньев Олег Александрович*

Инженер (2014, Национальный исследовательский ядерный университет "МИФИ") по специальности "Физика пучков заряженных частиц и ускорительная техника", аспирант Национального исследовательского университета "МЭИ", инженер Всероссийского НИИ радиотехники. Автор 12 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокационные системы; линейные и нелинейные СВЧ-устройства; фазированные антенные решетки; измерения на СВЧ.  
Тел.: +7 (916) 013-69-32.  
E-mail: oadonev@yahoo.com

*Амплиев Андрей Евгеньевич*

Инженер (1993, Таганрогский радиотехнический институт), старший преподаватель кафедры информационной безопасности телекоммуникационных систем Института компьютерных технологий и информационной безопасности Южного федерального университета. Автор 12 научных работ. Сфера научных интересов – оптические системы и устройства.  
Тел.: 8 (863-4) 37-19-02.  
E-mail: ampliev@yandex.ru

*Афанасьев Валентин Петрович*

Доктор технических наук (1997), профессор (1998), заведующий кафедрой квантовой электроники и оптико-электронных приборов Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 250 научных работ. Сфера научных интересов – физика и технология тонких пленок; приемники и преобразователи оптического излучения, включая солнечные модули.  
Тел.: 8 (812) 234-31-60.  
E-mail: VPAfanasiyev@mail.ru

*Ахметсафина Римма Закиевна*

Кандидат технических наук (1990), доцент (2001) Департамента программной инженерии факультета компьютерных наук Национального исследовательского университета "Высшая школа экономики". Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – идентификация объектов управления; компьютерная графика; обработка сигналов.  
Тел.: +7 (985) 279-07-38.  
E-mail: rakhmetsafina@hse.ru

*Балландович Святослав Владимирович*

Ассистент кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Окончил названный университет (2008) по специальности "Радиотехника". Автор более

20 научных работ. Сфера научных интересов – техническая электродинамика; антенно-фидерные устройства.  
Тел.: +7 (921) 345-19-88.  
E-mail: sssr2123@yandex.ru

*Блинников Андрей Алексеевич*

Инженер (2014, Национальный исследовательский ядерный университет "МИФИ") по специальности "Физика пучков заряженных частиц и ускорительная техника", аспирант национального исследовательского университета "МЭИ", инженер Всероссийского НИИ радиотехники. Автор 18 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокационные системы; линейные и нелинейные СВЧ-устройства; фазированные антенные решетки; измерения на СВЧ.  
Тел.: +7 (999) 963-14-15.  
E-mail: andrey@alexeyevich.ru

*Васильев Александр Владимирович*

Магистр (2013) по направлению "Электроника и наноэлектроника", аспирант кафедры квантовой электроники и оптико-электронных приборов Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор четырех научных публикаций. Сфера научных интересов – солнечная гетероструктурная фотоэнергетика, физика и технология тонкопленочных структур; наноэлектроника; моделирование полупроводниковых приборов.  
Тел.: +7 (911) 153-46-75.  
E-mail: v.a.v.semimod@gmail.com

*Волков Руслан Александрович*

Инженер по эксплуатации радиоэлектронных средств (2004, Череповецкое высшее военное инженерное училище радиотехники), адъюнкт названного университета. Автор 24 научных работ. Сфера научных интересов – местоопределение источников радиоизлучения.  
Тел.: 8 (202) 67-31-34; +7 (951) 746-16-50.  
E-mail: ruslan090581@rambler.ru.

*Гагарин Александр Геннадиевич*

Кандидат технических наук (2005), доцент кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 40 научных работ. Сфера научных интересов – физика твердого тела; СВЧ-микрорелектроника.  
Тел.: 8 (812) 234-48-09.  
E-mail: aggagarin@gmail.com

*Зайцев Антон Васильевич*

Магистр (2014) по направлению "Инфокоммуникационные технологии и системы связи", инженер АО "Акметрон" (Москва). Автор четырех науч-

ных публикаций. Сфера научных интересов – радиолокационные системы; линейные и нелинейные СВЧ-устройства; фазированные антенные решетки; измерения на СВЧ.

Тел.: +7 (964) 719-36-60.

E-mail: zav@akmetron.ru

*Злыгостов Михаил Владимирович*

Магистр электроники и нанoeлектроники (2016), аспирант кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – технология материалов СВЧ-микroeлектроники; физика твердого тела.

Тел.: +7 (911) 833-36-32.

E-mail: lkinrj@gmail.com

*Иванова Валентина Ивановна*

Кандидат технических наук (1980), ведущий специалист АО «НИИ "Феррит–Домен"» (Санкт-Петербург). Автор 115 научных работ. Сфера научных интересов – технология керамических материалов.

Тел.: +7 (921) 639-13-07.

E-mail: ivanova\_domen@mail.ru

*Кваснов Антон Васильевич*

Кандидат технических наук (2016), ведущий инженер (2013) АО "Заслон" (Санкт-Петербург). Автор более 10 научных работ. Сфера научных интересов – вторичная обработка радиолокационной информации; статистические методы в радиолокации.

Тел.: +7 (904) 641-95-52.

E-mail: AntonKV@mail.ru

*Котов Даниил Валериевич*

Инженер (2014, Московский технический университет связи и информатики) по специальности "Многоканальные телекоммуникационные системы", инженер Всероссийского НИИ радиотехники. Автор трех научных публикаций. Сфера научных интересов – радиолокационные системы; линейные и нелинейные СВЧ-устройства; измерения на СВЧ.

Тел.: +7 (996) 978-80-39.

E-mail: danilim2@mail.ru

*Летавин Денис Александрович*

Бакалавр (2014) по направлению "Радиотехника", студент 1-го курса магистратуры кафедры высокочастотных средств радиосвязи и телевидения Института радиoeлектроники и информационных технологий – РТФ Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина. Автор 10 научных работ. Сфера научных интересов – прикладная электродинамика.

Тел.: +7 (912) 030-69-39.

E-mail: d.a.letavin@urfu.ru

*Любина Любовь Михайловна*

Бакалавр по направлению "Радиотехника" (2015), студентка 2-го курса магистратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Ав-

тор 16 научных публикации. Сфера научных интересов – техническая электродинамика; антенно-фидерные устройства.

Тел.: +7 (911) 287-55-41.

E-mail: invers93@gmail.com

*Маслов Павел Викторович*

Инженер (2013, Московский государственный технический университет имени Н. Э. Баумана) по специальности "Радиoeлектронные системы и устройства". Инженер АО "Акметрон". Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – радиолокационные системы; фазированные антенные решетки; математическое моделирование радиотехнических систем; измерения на СВЧ.

Тел.: +7 (985) 013-09-10.

E-mail: mpv@akmetron.ru

*Миронов Олег Сергеевич*

Кандидат технических наук (2012), начальник лаборатории сверхширокополосной радиолокации АО «НПП "Радар ммс"». Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – сверхширокополосная радиолокация и радиосвязь; математическое и программное обеспечение сверхширокополосной радиoeлектроники.

Тел.: +7 (905) 225-89-45.

E-mail: mironov\_os@radar-mms.com

*Мительман Юрий Евгеньевич*

Инженер (2015) по специальности "Радиотехника" (2005), доцент кафедры высокочастотных средств радиосвязи и телевидения Института радиoeлектроники и информационных технологий – РТФ Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина. Автор 46 научных работ. Сфера научных интересов – прикладная электродинамика.

Тел.: +7 (902) 268-69-29.

E-mail: y.e.mitelman@urfu.ru

*Одинец Андрей Анатольевич*

Магистр электроники и нанoeлектроники (2014), аспирант кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор восьми научных публикаций. Сфера научных интересов – технология материалов СВЧ-микroeлектроники; физика твердого тела.

Тел.: +7 (911) 732-78-47.

E-mail: twittine@list.ru

*Одинцов Александр Юрьевич*

Кандидат технических наук (1992), научный сотрудник НИИ радиотехники и телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 25 научных работ. Сфера научных интересов – акустооптические устройства обработки информации; антенная техника.

E-mail: ajo08@mail.ru

*Плутешко Андрей Владимирович*

Инженер (2010, Национальный исследовательский университет "МЭИ") по специальности "Радиотехника", инженер 1-й категории названного университета. Автор трех научных публикаций. Сфера научных интересов – нелинейные СВЧ-устройства; измерения на СВЧ.  
Тел.: +7 (916) 243-82-56.  
E-mail: drunas@inbox.ru

*Потешкина Анастасия Андреевна*

Магистр техники и технологии (2014), аспирантка Санкт-Петербургского государственного технологического института (Технического университета). Инженер-технолог АО «НИИ "Феррит–Домен"» (Санкт-Петербург). Автор 12 научных работ. Сфера научных интересов – технология керамических материалов.  
Тел.: +7 (931) 321-87-31.  
E-mail: damitrieva@yandex.ru

*Разумов Сергей Владимирович*

Старший научный сотрудник межфакультетской лаборатории "ПУЛЬС" Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – физика твердого тела; СВЧ-микроэлектроника; технология материалов СВЧ-микроэлектроники.  
Тел.: 8 (812) 234-59-80.  
E-mail: avtumarkin@yandex.ru

*Румянцев Константин Евгеньевич*

Доктор технических наук (1988), профессор (1991), заведующий кафедрой информационной безопасности телекоммуникационных систем Института компьютерных технологий и информационной безопасности Южного федерального университета. Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – системы, сети и устройства телекоммуникаций; оптические системы связи.  
Тел.: 8 (863-4) 37-19-02.  
E-mail: rke2004@mail.ru

*Соколов Алексей Иванович*

Кандидат технических наук (1979), доцент (1995) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 60 научных работ. Сфера научных интересов – радионавигационные системы.  
Тел.: +7 (911) 815-22-56.  
E-mail: aisusu@ya.ru

*Сугак Михаил Иванович*

Кандидат технических наук (1987), доцент (1995) кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – техническая электродинамика; антенно-фидерные устройства.  
Тел.: 8 (812) 346-33-96.  
E-mail: sugakmi@yandex.ru

*Тумаркин Андрей Вилевич*

Кандидат технических наук (1999), доцент кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 90 научных работ. Сфе-

ра научных интересов – технология материалов СВЧ-микроэлектроники; физика твердого тела.  
Тел.: +7 (952) 379-22-07.  
E-mail: avtumarkin@yandex.ru

*Уваренкова Юлия Александровна*

Инженер-технолог АО «НИИ "Феррит–Домен"» (Санкт-Петербург). Автор восьми научных публикаций. Сфера научных интересов – технология керамических материалов.  
Тел.: +7 (951) 676-45-00.  
E-mail: uvarenkova\_domen@mail.ru

*Чернявский Артем Максимиланович*

Бакалавр электроники и наноэлектроники (2016), студент 1-го курса магистратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор одной научной публикации. Сфера научных интересов – технология материалов СВЧ-микроэлектроники.  
Тел.: +7 (953) 148-66-87.  
E-mail: artblackovsky@gmail.com

*Чечеткин Виктор Алексеевич*

Магистр по направлению "Радиотехника" (2014), аспирант кафедры высокочастотных средств радиосвязи и телевидения Института радиоэлектроники и информационных технологий – РТФ Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина. Автор 10 научных работ. Сфера научных интересов – прикладная электродинамика.  
Тел.: +7 (922) 116-43-48.  
E-mail: v.a.chechetkin@urfu.ru

*Шишанов Сергей Валерьевич*

Магистр техники и технологии по направлению "Радиотехника" (2012), инженер и аспирант кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Автор трех научных публикаций. Сфера научных интересов – радиолокация; цифровая обработка сигналов.  
Тел.: 8 (906) 359-07-32.  
E-mail: tribott@mail.ru

*Юрченко Юрий Семенович*

Доктор технических наук (1993), профессор (1996) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Почетный работник науки и техники (2006). Автор 180 научных работ. Сфера научных интересов – обработка сигналов в системах радионавигации.  
Тел.: 8 (812) 234-05-96.  
E-mail: yurchenko-etu@mail.ru

*Яльмов Никита Андреевич*

Бакалавр электроники и наноэлектроники (2016), студент 1-го курса магистратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор одной научной публикации. Сфера научных интересов – технология материалов СВЧ-микроэлектроники.  
Тел.: +7 (911) 712-93-26  
E-mail: girasin@gmail.com

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

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

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

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

### **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. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; инициалы не отрываются от фамилии. Если авторов несколько – Ф. И. О. разделяются запятыми.
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. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; инициалы не отрываются от фамилии. Если авторов несколько – Ф. И. О. разделяются запятыми.

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, затем приводится 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, представление 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 вразрез текста, во втором – в оборку).

Буквенные обозначения фрагментов рисунка (шрифт "Times New Roman", курсив, 9 pt) ставятся под фрагментом перед нумерационным заголовком; в тексте ссылка на фрагмент ставится после нумерационного заголовка через запятую (например, рис. 1, а).

Рисунок размещается в ближайшем возможном месте после первого упоминания его или его первого фрагмента в тексте. Первая ссылка на рисунок приводится, например как (рис. 3), последующие – как (см. рис. 3).

Основные линии на рисунках (границы блоков и соединительные линии на схемах, линии графиков) имеют толщину 1 pt, вспомогательные (выноски, оси, размерные линии) – 0.6 pt.

При формировании рисунка, представляющего собой схему, следует придерживаться требований ГОСТ, ЕСКД, ЕСПД (в частности, недопустимо использовать условные графические обозначения, соответствующие стандартам США и Европы, но не совпадающие с предусмотренными ГОСТ).

На рисунках, представляющих собой графики зависимостей, не следует делать размерную сетку, следует дать лишь засечки на осях, причем все засечки должны быть оцифрованы (т. е. всем засечкам должны соответствовать определенные числовые значения).

Если оси на рисунках оцифрованы, то они завершаются на позиции очередной засечки, где засечка не ставится, а вместо числовых значений даются обозначение переменной и (через запятую) единица измерения. Если оси не оцифровываются, то они завершаются стрелками, рядом с которыми даются обозначения переменных без единиц измерения.

Длины и шаг засечек следует устанавливать таким образом, чтобы на рисунке не было пустых областей, т. е. каждая засечка должна оцифровывать хотя бы некоторые точки одной из приведенных кривых.

Все текстовые фрагменты и обозначения на рисунке даются гарнитурой "Times New Roman" размером 9 pt с одинарным межстрочным интервалом; цифровые обозначения, буквенные обозначения фрагментов и нумерационный заголовок выделяются курсивом.

При необходимости в отдельных текстовых полях на рисунке могут помещаться обозначения и тексты, сформированные в редакторе формул; при этом следует использовать следующие установки редактора: размеры – "полный" 9 pt, "подстрочный" 7 pt, "под-подстрочный" 5.5 pt, "символ" 13 pt, "подсимвол" 11 pt.

Ссылки на обозначения на рисунке в основном тексте даются тем же начертанием (прямым или курсивным), как и на рисунке, но с размером шрифта 10.5 pt, соответствующим размеру основного текста.

#### *Верстка таблиц*

Текст в таблицах печатается через одинарный интервал, шрифтом "Times New Roman"; основной текст 9 pt, индексы 7 pt, подындесы 5.5 pt.

Таблица состоит из следующих элементов: нумерационного и тематического заголовков; головки (заголовочной части), включающей заголовки граф (объясняют значение данных в графах); боковика (первой слева графы) и прографки (остальных граф таблицы).

Нумерационный заголовок содержит слово "Таблица" и ее номер арабскими цифрами (без знака номера перед ними, без точки на конце; выравнивается по правому полю таблицы и выделяется светлым курсивом). На следующей строке дается тематический заголовок (выравнивается по центральному полю таблицы и выделяется жирным прямым; после него точка не ставится). Ссылка в тексте на таблицу дается аналогично

ссылке на рисунок. Нумерация таблиц – сквозная в пределах статьи. Если таблица единственная, нумерационный заголовок не дается, а ссылка в тексте приводится по типу "см. таблицу".

Над продолжением таблицы на новой странице ставится заголовок "Продолжение табл. 5" (если таблица на данной странице не оканчивается) или "Окончание табл. 5" (если таблица на данной странице оканчивается). Если таблица продолжается на одной или на нескольких последующих страницах, то ее головка должна быть повторена на каждой странице.

Ни один элемент таблицы не должен оставаться пустым.

Заголовки пишут в именительном падеже единственного или множественного числа без произвольного сокращения слов (допустимы только общепринятые сокращения всех видов: графические сокращения, буквенные аббревиатуры и сложносокращенные слова). Множественное число ставится только тогда, когда среди текстовых показателей графы есть показатели, стоящие во множественном числе.

В одноярусной головке все заголовки пишутся с прописной буквы. В двух- и многоярусных головках заголовки верхнего яруса пишутся с прописной буквы; заголовки второго, третьего и т. д. ярусов – с прописной буквы, если они грамматически не подчинены стоящему над ними заголовку верхнего яруса, и со строчной, если они грамматически подчинены ему.

### Сведения об авторах

Включают для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), почетные звания (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (не более 5–6 строк), название организации, должность, служебный и домашний адреса, служебный и домашний телефоны, адрес электронной почты, при наличии – факс. Если ученых и/или академических степеней и званий нет, то следует указать место получения высшего образования, год окончания вуза и специальность. В справке следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

### Перечень основных тематических направлений журнала

Тематика журнала соответствует группам специальностей научных работников 05.12.00 – "Радиотехника и связь", 05.27.00 – "Электроника" и 05.11.00 – "Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы" (в редакции приказа ВАК от 10.01.2012 № 5) и представляется следующими основными рубриками:

"Радиотехника и связь":

- Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов.
- Проектирование и технология радиоэлектронных средств.
- Телевидение и обработка изображений.
- Электродинамика, микроволновая техника, антенны.
- Системы, сети и устройства телекоммуникаций.
- Радиолокация и радионавигация.

"Электроника":

- Микро- и наноэлектроника.
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника.
- Радиофотоника.
- Электроника СВЧ.

"Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы":

- Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн.
- Метрология и информационно-измерительные приборы и системы.
- Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий.

Рукописи аспирантов публикуются бесплатно.

Адрес редакционного совета: 197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5, СПбГЭТУ "ЛЭТИ", Издательство. Технические вопросы можно выяснить по адресу [radioelectronic@yandex.ru](mailto:radioelectronic@yandex.ru)