



**Редакционный совет**

Председатель совета

**В. М. Кутузов**

Заместитель председателя,  
главный редактор

**В. Н. Малышев**

Ответственный секретарь

**В. А. Мейев**

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

**Редакционная коллегия**

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

**СОДЕРЖАНИЕ**

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

**Леонтьев В. В., Пименов А. А.** Особенности построения нейронной сети в робастной радиолокационной системе классификации мономолекулярных пленок нефти на поверхности моря при горизонтальной поляризации электромагнитного поля ..... 3

**Боровицкий Д. С., Ипатов В. П.** К разработке канала передачи данных системы позиционирования подводных объектов в условиях быстрых замираний ..... 8

**Электродинамика, микроволновая техника, антенны**

**Абдуллин Р. Р., Шабунин С. Н.** Анализ антенны вытекающей волны на основе частично заполненного прямоугольного волновода ..... 12

**Балландович С. В.** Проектирование двухчастотных печатных отражательных антенных решеток с помощью модифицированной ячейки Флоке ..... 17

**Системы, сети и устройства телекоммуникаций**

**Шашкин А. К.** Многочастотный сигнал восстановления синхронизации в канале дискретной связи ..... 21

**Радиолокация и радионавигация**

**Кутузов В. М.** Многополосный режим автоколебаний в РЛС с положительной обратной связью ..... 28

**Нахмансон Г. С., Бучнев Д. В., Суслин А. В.** Атмосферные искажения траекторий распространения излучения в каналах глассиды радиотехнических систем посадки воздушных судов ..... 32

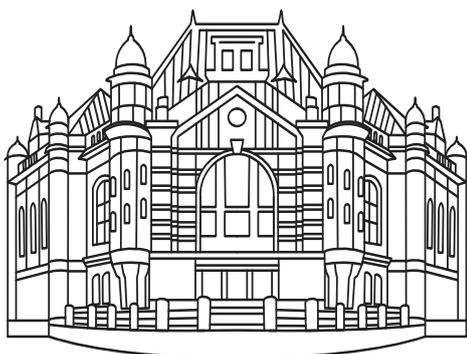
**Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника**

**Баруздин С. А.** Моделирование возбуждения спинового эха импульсами с произвольным законом модуляции ..... 39

**Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн**

**Варгаузин В. А.** Алгоритм оценки неизвестной сетки частот источника радиоизлучения с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты ..... 44

**Ронкин М. В., Калмыков А. А., Хрестина Е. И.** Оценка частоты сигнала по короткой реализации в локационных системах с непрерывным излучением на основе обработки квадратурных составляющих ..... 48



## Региональные секции редакционного совета

### Восточная

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

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

### Западная

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

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

### Поволжская

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

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)

**Попов Д. И.** Измерение радиальной скорости цели ..... 53

**Артюшенко В. М., Воловач В. И.** Оценка точности измерения информационных параметров сигнала на фоне коррелированной аддитивной помехи при непрерывной обработке ..... 59

### Метрология и информационно-измерительные приборы и системы

**Ряховский Е. П., Топчий П. Н., Почивалов С. Г.** Функциональное моделирование радиоканала управления космическим аппаратом на базе программно-аппаратного комплекса ..... 66

### Редакционный отдел

Наши авторы ..... 72

Требования к оформлению статей, предлагаемых для публикации в журнале "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника" ..... 75

**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 ведущих рецензируемых научных журналов и изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученых степеней доктора и кандидата наук (решение Президиума Высшей аттестационной комиссии Минобрнауки России от 19 февраля 2010 года № 6/6)**

### Редакция журнала

197376, Санкт-Петербург,  
ул. Проф. Попова, 5, СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

Тел.: (812) 234-02-23

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

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

Подписано в печать 12.03.15.

Формат 60 × 84 1/8. Бумага офсетная.

Печать цифровая. Гарнитура «Times New Roman».

Уч.-изд. л. 10,14. Усл.-печ. л. 9,75.

Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.). Заказ 30.

**Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»**

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

Тел. / факс: 8 (812) 346-28-56



УДК 681.322+621.396

В. В. Леонтьев, А. А. Пименов

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

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

*Предложена нейронная сеть, позволяющая принять решение о наличии или об отсутствии мономолекулярных пленок средней или тяжелой нефти на поверхности моря. Решение принимается в результате обработки сигнала радиолокационной станции с горизонтальной поляризацией электромагнитной волны, объединенной в единый комплекс с пассивными отражателями, расположенными по периметру акватории порта, а также на специальных буях в море.*

**Нейронная сеть, радиолокация, моделирование, рассеяние радиоволн, морская поверхность, эффективная площадь рассеяния, комплексный коэффициент отражения, нефтяная пленка**

Известен способ радиолокационного определения пленочных нефтепродуктов на поверхности моря [1], позволяющий обнаруживать мономолекулярные пленки при скользких углах облучения. Его суть состоит в объединении в единый комплекс радиолокационной станции (РЛС) с пассивными отражателями, расположенными либо по периметру акватории порта, либо на специальных буях в море. Наличие загрязнения устанавливается на основе измерения эффективной площади рассеяния (ЭПР) отражателя, рассеивающего свойства которого зависят от наличия или отсутствия нефтяного слоя на поверхности воды [2].

В работе [3] предложена архитектура нейронной сети (НС), принимающая решение о наличии или об отсутствии загрязнения в автоматическом режиме. Рассеяние электромагнитных волн (ЭВ) чистой и загрязненной поверхностями моря промоделировано для случая применения в РЛС вертикальной поляризации (ВП) ЭВ. С точки зрения классификации ситуации на море этот вид поляризации предпочтителен, однако для снижения помех многие береговые РЛС, управляющие движением транспортных потоков на акватории порта, а также РЛС судового базирования имеют горизонтальную поляризацию (ГП) ЭВ.

В настоящей статье исследованы особенности построения НС в робастной радиолокационной си-

стеме классификации пленок нефти на поверхности моря при использовании в РЛС ГП электромагнитного поля. Исследование выполнено методами математического моделирования [4]–[7] для тех же условий задачи, что и в [3], а именно, рассмотрены две различающиеся по плотности нефти: средняя и тяжелая. Волнение моря – полностью развитое. Частота РЛС 10 ГГц. Результаты численных испытаний проиллюстрированы гистограммами ЭПР отражателя (рис. 1). Гистограммы 1 соответствуют чистой морской поверхности, гистограммы 2 – морской поверхности с пленкой средней нефти, гистограммы 3 – морской поверхности с пленкой тяжелой нефти. Скорость ветра на высоте 10 м над поверхностью моря  $v_{в10}$  изменялась от 2.5 до 5.0 м/с с шагом 0.5 м/с. Статистические характеристики флуктуаций ЭПР отражателя (средняя ЭПР  $\bar{\sigma}$  и дисперсия ЭПР  $D_{\sigma}$ ) приведены в таблице.

Отметим особенности изменения флуктуаций ЭПР отражателя в случае изменения поляризации электромагнитного поля РЛС. При ВП [3] гистограммы ЭПР отражателя, полученные для чистой и загрязненной средней нефтью поверхностей моря, тем больше перекрываются, чем больше скорость ветра, однако изменение скорости ветра (в рассмотренном диапазоне скоростей) практически не сказывается на изменении гистограмм ЭПР от-

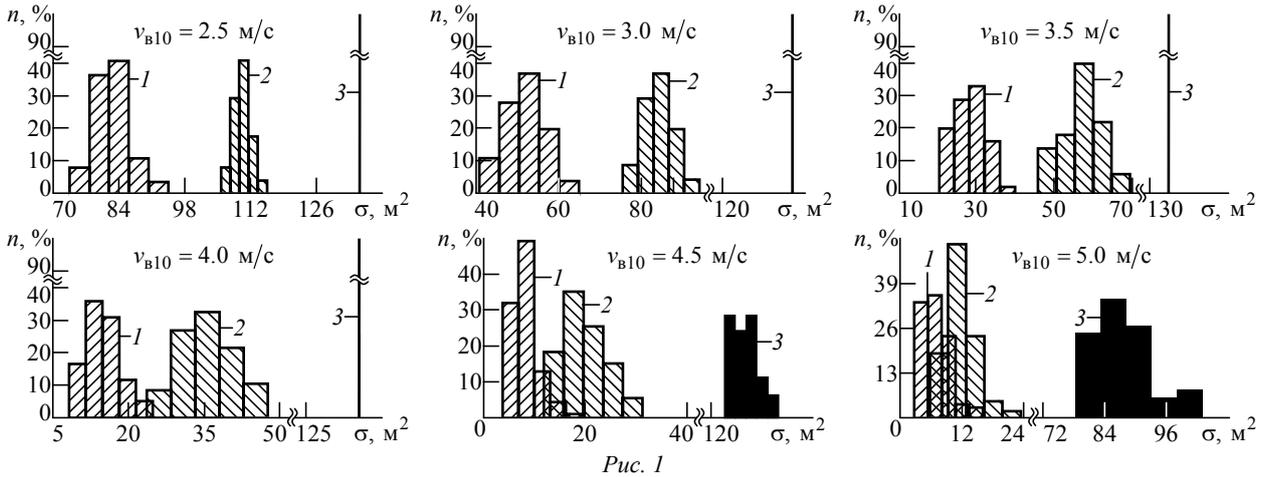


Рис. 1

$v_{B10}, \text{ м/с}$	Состояние моря					
	Чистое		С пленкой средней нефти		С пленкой тяжелой нефти	
	$\bar{\sigma}, \text{ м}^2$	$D_{\sigma}, \text{ м}^4$	$\bar{\sigma}, \text{ м}^2$	$D_{\sigma}, \text{ м}^4$	$\bar{\sigma}, \text{ м}^2$	$D_{\sigma}, \text{ м}^4$
2.5	82.6	14.1	110.0	3.8	135.0	0.0
3.0	51.8	23.5	84.3	13.8	135.0	0.0
3.5	28.3	19.6	57.3	26.1	135.0	0.0
4.0	14.9	13.2	35.2	27.9	135.0	0.1
4.5	8.2	6.3	19.8	16.9	126.0	6.9
5.0	8.2	6.3	19.8	8.2	126.0	32.0

ражателя для чистой водной поверхности. При ГП изменение скорости ветра ведет как к изменению гистограмм ЭПР отражателя, полученных при наличии пленки средней нефти на поверхности моря, так и к изменению гистограмм ЭПР отражателя для чистого моря. При этом указанные гистограммы ЭПР могут существенно перекрываться (рис. 2: 1 – ЭПР отражателя для чистого моря при  $v_{B10} = 2.5 \text{ м/с}$ ; 2 – ЭПР отражателя при наличии пленки средней нефти и  $v_{B10} = 3.0 \text{ м/с}$ ; рис. 3: 1 – ЭПР отражателя для чистого моря при  $v_{B10} = 3.0 \text{ м/с}$ ; 2 – ЭПР отражателя при наличии пленки средней нефти и  $v_{B10} = 3.5 \text{ м/с}$ ). Аналогичный вывод следует из таблицы, поскольку среднее значение и дисперсия ЭПР, полученные для чистой поверхности при скорости ветра 2.5 м/с, имеют почти те же значения, что средняя ЭПР и дисперсия ЭПР соответственно для поверхности с

пленкой средней нефти при скорости ветра 3.0 м/с. Следовательно, заключение о причине изменения гистограммы ЭПР отражателя (появление пленки нефти или изменение скорости ветра) для ГП при отсутствии информации о скорости ветра получить труднее, чем при ВП.

По аналогии с [3] для принятия решения о состоянии морской поверхности в момент времени  $t_i$  при отсутствии данных о скорости ветра в качестве информативного признака используем вектор  $\mathbf{w}_i = [\sigma(t_i), D_{\sigma}(t_i)]$  ( $\sigma(t_i)$  – ЭПР отражателя в момент  $t_i$ ;  $D_{\sigma}(t_i)$  – дисперсия  $m$  отсчетов ЭПР отражателя, предшествующих моменту  $t_i$ ), а в качестве НС – многослойную НС (рис. 4, где  $IW$  (Input Weights) – матрица весовых коэффициентов входного слоя;  $LW_{k,l}$  (Layer Weights) – матрицы весовых коэффициентов скрытого или выходного слоев; причем индекс  $l$  указывает на

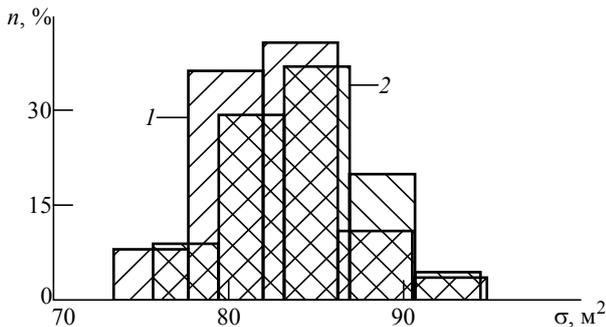


Рис. 2

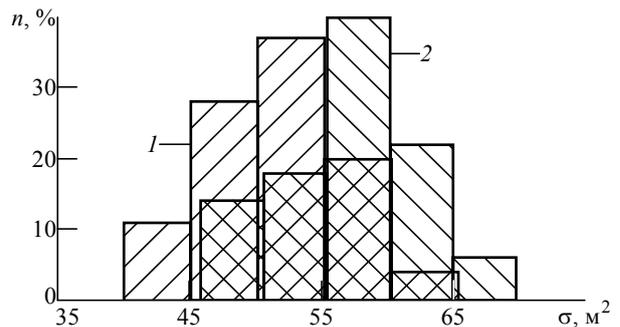


Рис. 3

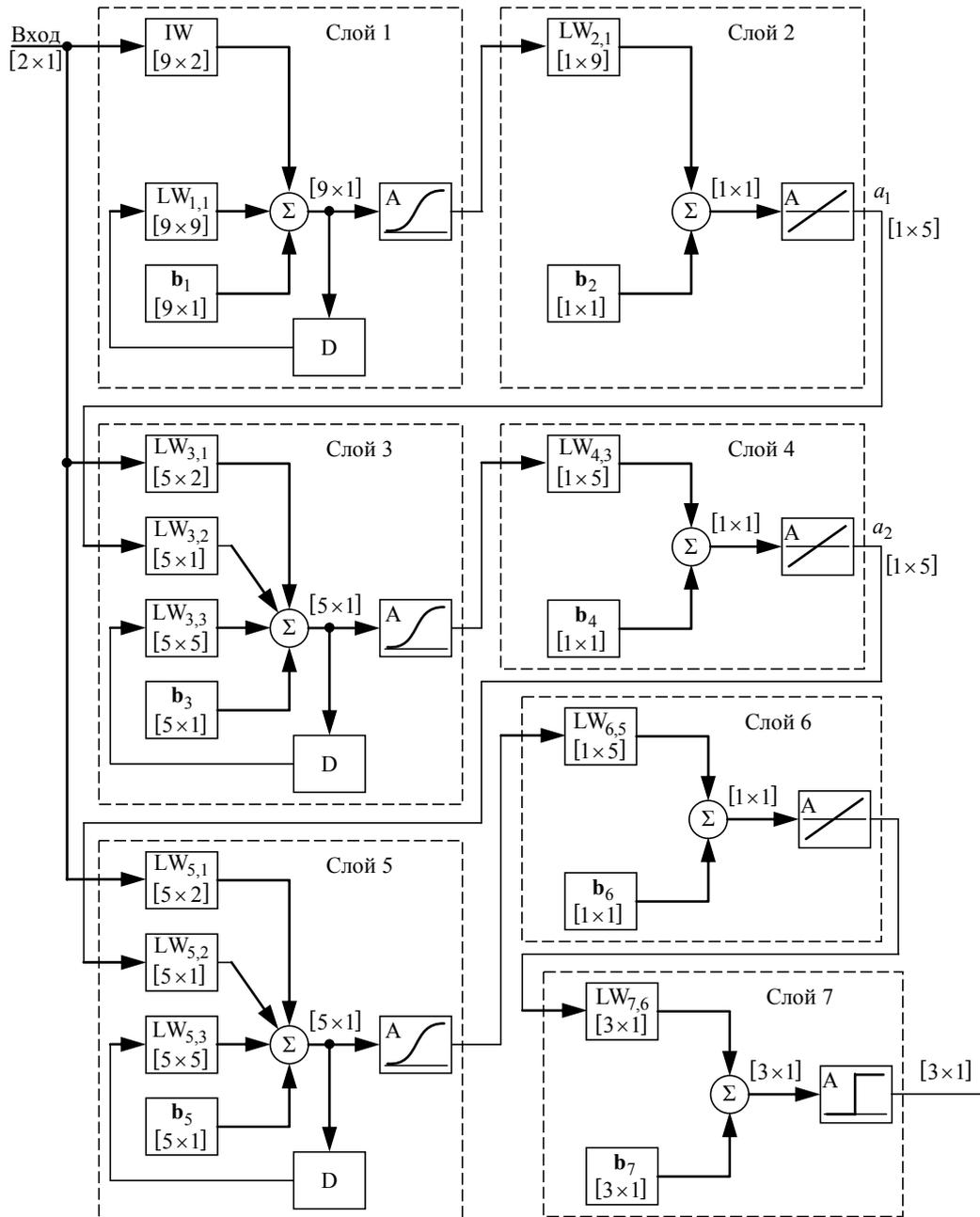


Рис. 4

номер слоя источника сигнала, а индекс  $k$  – на номер слоя приемника сигнала;  $\mathbf{b}_l$  – вектор смещений;  $\Sigma$  – сумматор;  $D$  – блок динамической обратной связи;  $A$  – узел активации; числа в квадратных скобках означают размеры матриц весовых коэффициентов или коэффициентов смещения: первое – количество строк, второе – количество столбцов), построенную с использованием архитектуры сети Элмана [8].

Нейронная сеть представляет собой рекуррентную многослойную НС. Большое количество слоев НС создает известные проблемы обучения (например, проблему исчезающего градиента), поэтому для обучения сети использовались мето-

ды, применяемые при глубоком обучении (deep learning) [9], однако для инициализации весов и смещений использовались не классические автоассоциативные структуры (АС) (ограниченные машины Больцмана, автоэнкодеры), а двухслойная рекуррентная НС, построенная на архитектуре сети Элмана и имеющая один нейрон в выходном слое. Такой подход позволяет получить одномерное отображение входного сигнала [10]. Первые три пары слоев НС, образующие три АС, используют логистическую функцию активации для нейронов входного слоя и линейную функцию активации для нейрона выходного слоя. Первая АС (слои 1 и 2) содержит 9 нейронов входного

слоя, а вторая и третья АС (слои 3, 4 и 5, 6 соответственно) содержат по 5 нейронов во входном слое.

Обучение НС производилось следующим образом. Для каждого типа поверхности (чистое море, море с пленками средней или тяжелой нефти) задавалось уникальное числовое значение (1, 2 и 3 соответственно). При подаче на вход первой АС отсчетов ЭПР отражателя и дисперсий  $m$  предыдущих отсчетов ЭПР отражателя одного из трех типов поверхности на выходе нейрона второго слоя, используя метод обратного распространения ошибки, формировалось сопоставленное данному типу поверхности значение.

На входы второй и третьей АС подавались векторы из отсчетов ЭПР отражателя, дисперсий  $m$  предыдущих отсчетов ЭПР отражателя и точечного отображения  $a_n(t_i)$ ,  $n = 1, 2$ , полученного предыдущей АС в момент  $t_i$ :

$$\mathbf{w}_{ni} = [\sigma(t_i), D_{\sigma}(t_i), a_n(t_i)].$$

На выходе каждой АС так же формировались сопоставленные данному типу поверхности уникальные числовые значения.

После обучения всех АС итоговая НС инициализировалась полученными весовыми коэффициентами и производилась тонкая настройка обычными методами (например, методом обратного распространения ошибки).

Седьмой слой не требует настройки, весовые коэффициенты и смещения задаются исходя из заданных уникальных числовых значений. Например, если чистой поверхности, поверхности с пленкой средней нефти и поверхности с пленкой тяжелой нефти на этапе обучения последней АС заданы значения 1, 2 и 3 соответственно, то

$$LW_{7,6} = (-1 \ 1 \ 1)^T; \quad \mathbf{b}_7 = (1.5 \ -1.5 \ -2.5)^T,$$

где "Т" – символ транспонирования.

Для обучения НС использовались случайные реализации флуктуаций ЭПР отражателя, полученные при скоростях ветра от 2.5 до 5 м/с с шагом 0.5 м/с. Для верификации работы сети была получена выборка флуктуаций ЭПР для тех же состояний поверхности при произвольных скоростях ветра: 2.8, 3.3, 3.8 и 4.3 м/с. Результаты работы НС на контрольной выборке проиллюстрированы на рис. 5–8 соответственно. На рис. 5, *a–8, a* представлены изменения значений флуктуаций ЭПР при различных состояниях поверхности и фиксированной скорости ветра. По оси абсцисс указаны номера отсчетов флуктуаций ЭПР  $i$ . Отсчеты с номерами от 1 до 200 соответствуют чистой поверхности моря, с номерами от 201 до 400 – поверхности моря с пленкой средней нефти и с номерами от 401 до 600 – поверхности моря с пленкой тяжелой нефти. Временной интервал между соседними отсчетами составляет 0.1 с. На рис. 5, *б–8, б* показаны сигналы на нейронах выходного слоя. Единица на выходе любого нейрона соответствует наличию определенной ситуации на море: первого нейрона – чистая морская поверхность, второго нейрона – поверхность с пленкой нефти. Единица на выходе третьего нейрона может появиться только совместно с единицей на втором нейроне и служит признаком тяжелой нефти. Изменения штриховки под графиками показывают реальное положение на море, тип штриховки соответствует принятым обозначениям на рис. 1. Из рис. 5–8 видно, что НС правильно принимает решения о наличии или об отсутствии пленки нефти при скоростях ветра до

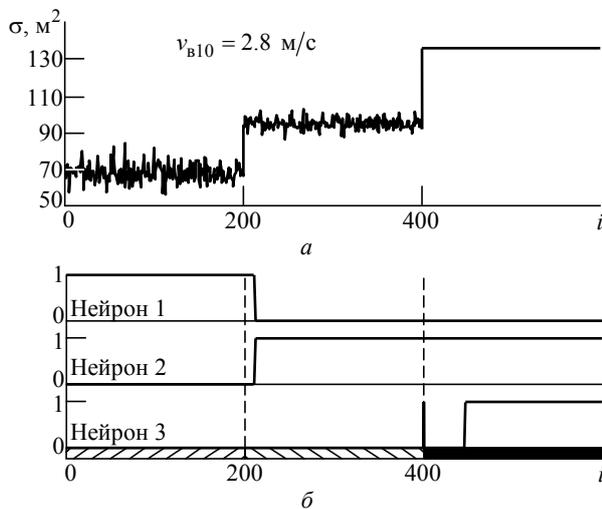


Рис. 5

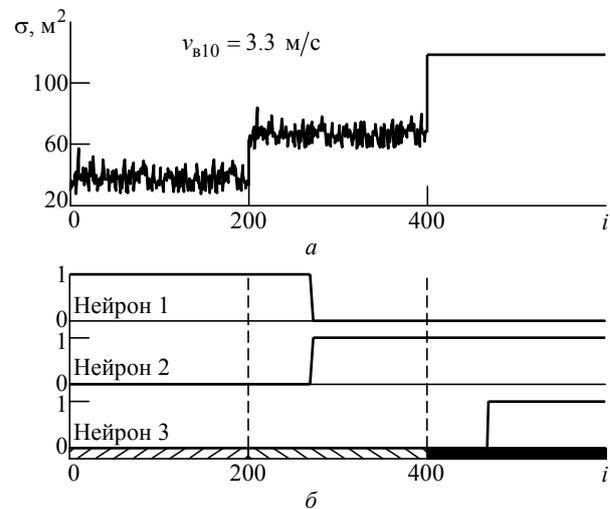


Рис. 6

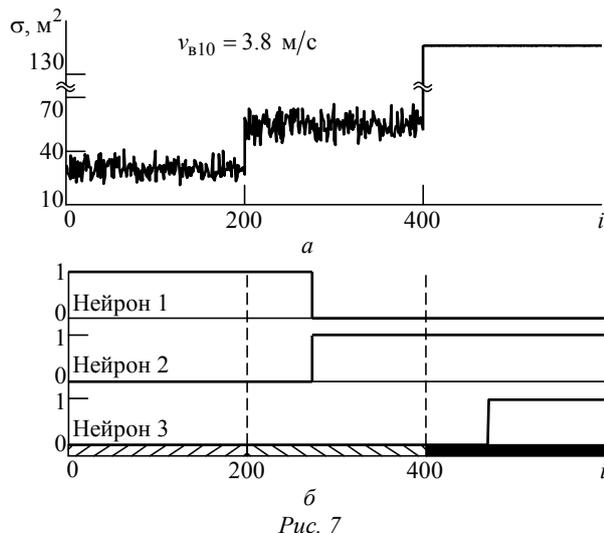


Рис. 7

3.8 м/с для средней нефти и до 4.3 м/с для тяжелой нефти. Задержка принятия решения при изменении ситуации на море обусловлена итеративным характером работы НС.

По сравнению с ВП использование ГП в едином комплексе РЛС с пассивными отражателями, расположенными либо по периметру акватории порта, либо на специальных буйках в море, существенно

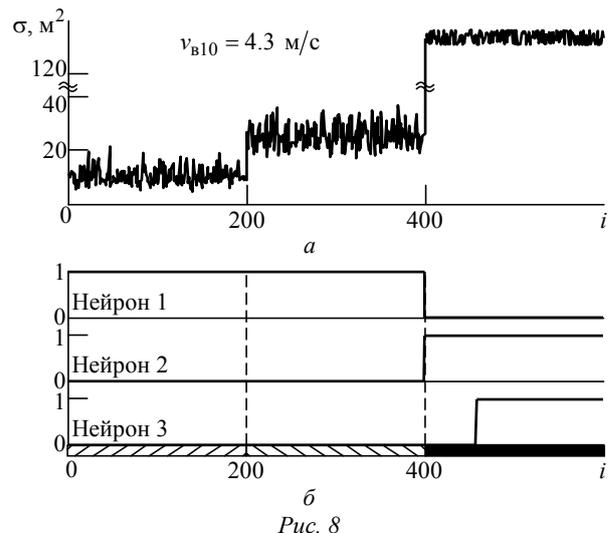


Рис. 8

усложнило решение задачи классификации мономолекулярных пленок нефти на морской поверхности и, соответственно, привело к усложнению НС. Вместе с тем такое решение позволит отказаться от необходимого переоборудования антенн многих береговых и судовых РЛС, работающих на ГП, а следовательно, отказаться от лишних затрат.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пат. РФ № 2529886 С1, МПК G01S 13/06 (2006.01). Способ обнаружения нефтяных пленок на водной поверхности / М. А. Бородин, О. А. Игнатъева, В. В. Леонтьев. Опубл. 10.10.2014. Бюл. № 28.
2. Леонтьев В. В. Феноменологическая теория рассеяния радиоволн морскими объектами. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2006. 216 с.
3. Игнатъева О. А., Леонтьев В. В., Пименов А. А. Нейронная сеть как элемент робастной радиолокационной системы классификации мономолекулярных пленок нефти на поверхности моря // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2013. Вып. 6. С. 49–53.
4. Леонтьев В. В., Бородин М. А., Богин Л. И. Итерационный алгоритм расчета поля, рассеянного шероховатой поверхностью // Радиотехника и электроника. 2008. Т. 53, № 5. С. 537–544.
5. Леонтьев В. В., Третьякова О. А. Моделирование рассеяния радиоволн поверхностью моря, покрытой

мономолекулярной пленкой нефти // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2011. Вып. 3. С. 55–64.

6. Леонтьев В. В., Бородин М. А., Игнатъева О. А. Бистатические диаграммы рассеяния морской поверхности, покрытой мономолекулярной пленкой нефти // Радиотехника. 2012. № 7. С. 39–44.

7. Игнатъева О. А., Леонтьев В. В. Выбор высоты установки пассивного отражателя радиолокационной системы обнаружения мономолекулярных пленок нефти на поверхности моря // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2013. Вып. 1. С. 94–101.

8. Elman J. L. Finding structure in time // Cognitive science. 1990. Vol. 14, № 2. P. 179–211.

9. Bengio Y. Learning deep architectures for AI // Foundations and trends in machine learning. 2009. Vol. 2, № 1. P. 31–127.

10. Стоянов А. К. Нейронная сеть, основанная на точечных отображениях // Изв. Томск. политехн. ун-та, 2008. Т. 313, № 5. С. 96–101.

V. V. Leontev, A. A. Pimenov

Saint-Petersburg state electrotechnical university "LETI"

## Features of design neural network in robust radar system for classification of monomolecular oil films on the sea surface for horizontal polarization of electromagnetic field

Neural network that allows to make a decision about the presence or absence of monomolecular films of medium or heavy oil on the sea surface in the radar with horizontal polarization, integrated into a single system with passive reflectors located either on the perimeter of the port basin, or on special buoys at sea is proposed.

Neural network, radiolocation, modeling, wave scattering, sea surface, radar cross section, complex reflection factor, oil slick

Статья поступила в редакцию 30 января 2015 г.

УДК 621.396.969.11

Д. С. Боровицкий  
ОАО "Российский институт радионавигации и времени"  
(Санкт-Петербург)  
В. П. Ипатов  
Санкт-Петербургский государственный электротехнический  
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

## К разработке канала передачи данных системы позиционирования подводных объектов в условиях быстрых замираний

*Рассматривается вариант построения гидроакустического сигнала системы позиционирования объектов в водной среде в условиях быстрых замираний. Предлагаются варианты помехоустойчивого кодирования данных, передаваемых по гидроакустическому каналу.*

**Гидроакустический сигнал, помехоустойчивое кодирование, сверточный код, БЧХ-код, код Голея, вероятность битовой ошибки, выигрыш от кодирования**

Проблема местоопределения объекта под водой может быть решена с помощью интегрирования спутниковых и гидроакустических технологий. Из-за критического затухания навигационных сигналов глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) под водой гидроакустический канал становится едва ли не единственным средством связи с подводным потребителем. Функциональные дополнения ГНСС для навигации объекта в водной среде строятся на основе сети радиогидроакустических маяков (буйков), оснащенных навигаторами ГНСС. Осуществив координатно-временную привязку по сигналам навигационных спутников, маяки излучают в водную толщу гидроакустические сигналы, используемые подводными объектами для определения своего места [1], [2].

В работах [3], [4] изложены подходы к выбору сигнала системы подводного позиционирования при медленных замираниях в канале, случай же быстрых замираний затрагивался лишь в части оптимизации преамбулы [5]. Предлагаемая статья посвящена эффективному кодированию потока навигационных данных, передаваемых по быстро замирающему гидроакустическому каналу.

Типовые условия гидроакустической среды, определяющие выбор структуры и параметров сигнала гидроакустических маяков, устанавливаются следующим перечнем [6], [7]:

1. В зависимости от гидрологии конкретного района, а также от расстояния объекта до отражающей (рассеивающей) поверхности задержка

второго энергосназначимого луча (многолучевой помехи) относительно основного лежит в диапазоне от 1 до 500...600 мс, при этом отношение энергий первого и второго лучей может составлять 3...10 дБ.

2. Приемлемая несущая частота сигнала  $f_0$ , определяемая в первую очередь затуханием в среде, составляет  $f_0 \leq 30$  кГц для дистанций 500...1500 м и  $f_0 \leq 10$  кГц для дистанций 2000...12 000 м.

3. Относительная ширина спектра сигнала, определяемая возможностями излучающего тракта, а также полосой канала, составляет  $W/f_0 = 0.2...0.3$ . Это означает, что на несущих частотах 10 и 30 кГц ширина спектра сигнала равна 3 и 9 кГц соответственно.

4. Отношение "сигнал/шум" в полосе сигнала  $q_0 = 1.5...10$  дБ.

5. Необходимая скорость передачи информации  $R = 0.7...2$  кбит/с.

**Кодовые конструкции для передачи навигационных данных.** В приведенном перечне энергетика канала характеризуется отношением "сигнал/шум" в полосе сигнала  $q_0$ . Если  $E_b$  – энергия, приходящаяся на бит передаваемых данных, а  $N_0$  – односторонняя спектральная плотность белого шума, отношение "сигнал/шум" на бит  $q_b = E_b/N_0$  связано с  $q_0$  как

$$q_0^2 = q_b^2 (R/W).$$

При измерении этого отношения в логарифмической мере (в децибелах) соотношение имеет вид

$$q_{0\text{дБ}} = q_{b\text{дБ}} + 10\lg R - 10\lg W.$$

Так, при скорости передачи данных  $R = 1$  кбит/с в доступной полосе  $W = 3$  кГц  $q_{0\text{дБ}} = q_{b\text{дБ}} - 4.8$ .

В предшествующей публикации [5] обоснована целесообразность построения цифрового гидроакустического канала связи на основе частотной манипуляции (ЧМ) с некогерентной обработкой принятого сигнала. При этом для достижения максимально возможной надежности связи следует выбирать число используемых частот  $M$  максимально возможным в рамках фиксированной полосы канала  $W$ , требуемой скорости передачи данных  $R$  и времени корреляции канала  $t_c$ . Ограничение  $M$  сверху, связанное с условием ортогональности посылок разных частот, имеет вид  $M/\log_2 M \leq W/R$  [8]. Ориентируясь на указанные исходные данные, можно заключить, что при сочетании минимальной скорости с максимальной шириной полосы канала указанное ограничение допускает применение до 80 частот. Ограничение, связанное с параметром  $t_c$ , оказывается более жестким. Действительно, длительность посылки  $T$  не должна превышать некоторой доли  $\alpha$  времени корреляции  $t_c$ , иначе из-за замираний в канале будет разрушена внутренняя когерентность посылок, т. е. опять же их взаимная ортогональность. Поскольку число ортогональных сигналов определяет размерность сигнального пространства, ограниченную, в свою очередь, частотно-временным ресурсом  $WT$ , максимальное число частот подчиняется ограничению  $M \approx WT \leq \alpha W t_c$ . Например, при времени корреляции порядка 10 мс и  $\alpha \leq 0.2$  для узкополосного ( $W = 3$  кГц) и широкополосного ( $W = 9$  кГц) случаев имеем  $M \leq 6$  и  $M \leq 18$  соответственно. В целях упрощения аппаратной реализации остановимся в качестве первого шага на ЧМ с малыми объемами алфавита  $M \in \{2, 3, 4\}$ .

Поскольку мощность многолучевой помехи заметно ниже мощности прямого луча, глубина амплитудных замираний относительно мала, что позволяет в первом приближении пренебречь влиянием амплитудных флуктуаций на качество приема. Кривые помехоустойчивости некогерентного приема ЧМ [8] показывают, что даже в незамира-

ющем канале удержание вероятности битовой ошибки на уровне  $10^{-4}$  при  $M = 4$  возможно лишь при отношении "сигнал/шум" на бит не менее 9.5 дБ. Столь завышенные требования к энергетике канала вынуждают искать выход в применении эффективных канальных кодов. В классе линейных кодов особое место занимают циклические, содержащие все циклические сдвиги всех своих кодовых слов. В настоящее время известно лишь несколько продуктивных конструкций циклических кодов с предсказуемой исправляющей способностью и приемлемой скоростью. К числу наиболее интересных и популярных среди них относятся коды БЧХ.

Используем для обозначения кода обычную символику  $(n, k)$ , где  $n$  – длина кода, а  $k$  – число  $M$ -ичных информационных символов. Начнем с рассмотрения примитивных двоичных ( $M = 2$ ) кодов БЧХ. Указанные коды имеют длину  $n = 2^m - 1$ , где  $m$  – натуральное. Пусть  $q_s$  и  $p_s$  – отношение "сигнал/шум" и вероятность ошибки на кодовый символ соответственно. Для кода скорости  $r = k/n$   $q_s^2 = 2r(E_b/N_0)$ . При декодировании в пределах кодового расстояния истинное кодовое слово будет принято за ошибочное только при числе символьных ошибок  $l$ , превышающем число гарантированно исправляемых ошибок  $t$ . Поэтому вероятность ошибочного декодирования слова  $P_w$  ограничена сверху [9]:

$$P_w \leq \sum_{l=t+1}^n \binom{n}{l} p_s^l (1-p_s)^{n-l}, \quad (1)$$

где  $\binom{n}{l}$  – количество комбинаций из  $n$  по  $l$ , а вероятность символьной ошибки для  $M = 2$  [8]

$$p_s = 0.5 \exp(-q_s^2/4). \quad (2)$$

На рис. 1 приведены построенные согласно (1), (2) зависимости вероятности битовой ошибки  $P_b \approx P_w/2$  от отношения "сигнал/шум" на бит для двоичных БЧХ-кодов скорости  $r \approx 1/2$ : (7, 4) – кривая 1, (31, 16) – кривая 2, (63, 30) – кривая 3, (127, 64) – кривая 4, а также для кода Голея (24, 12) – кривая 5 вместе с кривой 6, отвечающей некодированной бинарной ЧМ. Как можно видеть, при требуемой вероятности ошибки на бит  $P_b = 10^{-4}$  выигрыш от кодирования даже для самого мощного (127, 64)-БЧХ кода не превосходит 1.5 дБ.

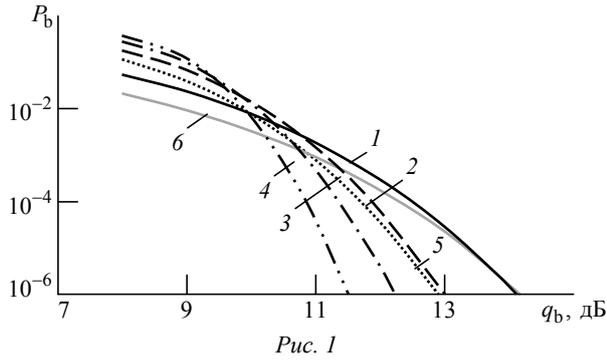


Рис. 1

Наряду с энергетической эффективностью следует принимать во внимание и спектральную эффективность, т. е. скорость передачи данных, приходящуюся на 1 Гц занимаемой полосы. При некогерентной обработке число ортогональных ЧМ-сигналов  $M$  связано с занимаемой полосой  $W$  соотношением  $W \approx (M+1)/T_s$  ( $T_s$  – длительность символа (ЧМ-посылки)), а скорость передачи – соотношением  $R = k \log_2 M / (nT_s)$  [8]. Отсюда спектральная эффективность

$$\frac{R}{W} \approx \frac{k \log_2 M}{n(M+1)} = \frac{r \log_2 M}{M+1}.$$

Таким образом, для бинарных кодов скорости  $r = k/n \approx 1/2$   $R/W \approx 0.17$ .

Перейдя к  $M = 3$ , рассмотрим (11, 6) код Голя, исправляющий до двух ошибок. Так как этот код является совершенным [8], вероятность ошибки на слово для него в точности равна правой части (1):

$$P_w = 1 - \sum_{l=0}^2 \binom{n}{l} p_s^l (1-p_s)^{n-l} = 1 - (1-p_s)^{11} - 11p_s(1-p_s)^{10} - 55p_s^2(1-p_s)^9, \quad (3)$$

причем для нахождения  $p_s$  следует воспользоваться общим выражением для вероятности ошибки некогерентного приема  $M$  ортогональных сигналов [8]:

$$p_s = \sum_{i=1}^{M-1} \frac{(-1)^{i+1}}{i+1} \binom{M-1}{i} \exp\left[-\frac{iq_s^2}{2(i+1)}\right]. \quad (4)$$

Подставив в это выражение  $M = 3$ , имеем

$$p_s = \exp(-q_s^2/4) - (1/3)\exp(-q_s^2/3). \quad (5)$$

Зависимость вероятности битовой ошибки  $P_b \approx P_w/2$  от отношения "сигнал/шум" на бит, рассчитанная с помощью равенств (3)–(5) (рис. 2), позволяет заключить, что при допустимой вероятности ошибки на бит  $10^{-4}$  отношение "сигнал/шум" на бит должно быть не менее 12.1 дБ.

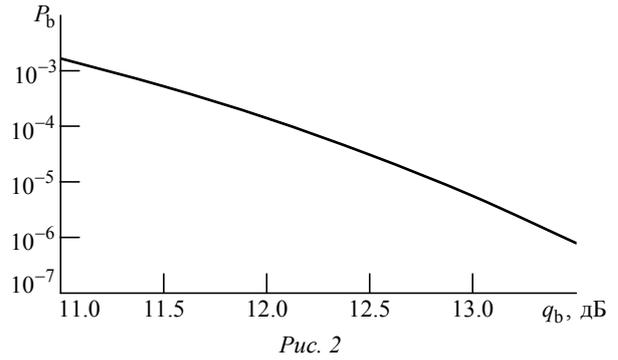


Рис. 2

Из сравнения этого результата с данными рис. 1 можно видеть, что переход от бинарных кодов к троичному коду Голя энергетически невыгоден, тем более что его выигрыш в спектральной эффективности ( $R/W \approx 0.22$ ) невелик.

Перейдем к случаю  $M = 4$  и вернемся к кодам БЧХ, но теперь – четверичным. На рис. 3 приведены зависимости вероятности битовой ошибки для четверичных БЧХ-кодов с исправлением от одной до пяти ошибок: (15, 11) – кривая 1, (15, 9) – кривая 2, (63, 48) – кривая 3, (63, 39) – кривая 4 и (63, 45) – кривая 5, показывающие, что, к примеру, (63, 39)-код при  $P_b = 10^{-4}$  обеспечивает энергетический выигрыш порядка 2.3 дБ относительно лучшего из бинарных кодов, охватываемых рис. 1, и около 1.1 дБ относительно некодированного 4-FSK-сигнала (рис. 3, кривая 6).

Более мощным инструментом борьбы с канальным шумом оказываются сверточные коды [9]. Ограничимся случаем двоичной ( $M = 2$ ) ЧМ. Пусть декодирование сверточного кода осуществляется с помощью "мягкого" алгоритма Витерби [9], [10]. В таблице представлены значения энергетического выигрыша от кодирования для некоторых лучших сверточных кодов с длиной кодового ограничения  $m \leq 9$  относительно некодированной двоичной ЧМ при двух вероятностях битовой ошибки:  $P_b = 10^{-4}$  и  $10^{-6}$ . Как следует из приведенных данных, сверточное кодирование со

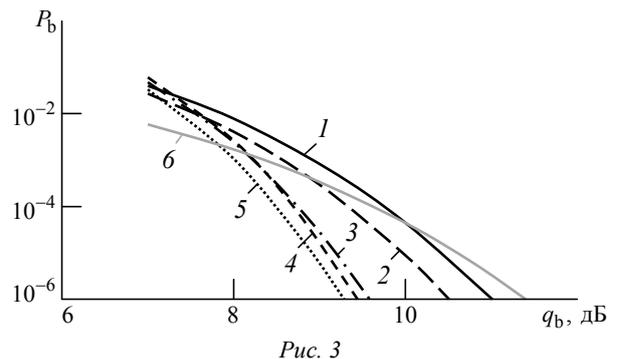


Рис. 3

Код	$r$	$d_f$	$\lg R_b$ , дБ					
			-4	-6	-4	-6	-4	-6
			$q_s$ , дБ		$q_0$ , дБ		Выигрыш от кодирования, дБ	
Без кода	1	1	12.3	14.2	7.5	9.4	-	-
(75, 53)	1/2	8	7.5	8.8	2.7	4.0	4.8	5.4
(171, 133)	1/2	10	7.0	8.3	2.2	3.5	5.3	5.9
(371, 247)	1/2	10	6.7	7.9	1.9	3.1	5.6	6.3
(753, 561)	1/2	12	6.4	7.5	1.6	2.7	5.9	5.7
(711, 663, 557)	1/3	18	6.1	7.3	1.3	2.5	6.2	6.9

скоростью  $r = 1/2$  (строки 2–5) позволяет существенно повысить помехоустойчивость проектируемой линии связи, выигрывая у некодированной передачи от 4.8 до 5.9 дБ при  $R_b = 10^{-4}$ . Если считать приемлемыми скорость передачи 1 кбит/с и вероятность битовой ошибки  $R_b = 10^{-4}$ , коды из указанных строк обеспечивают работоспособность гидроакустической линии при отношении "сигнал/шум" в полосе канала  $q_0 \geq 1.6$  дБ.

Дальнейшее увеличение длины кодового ограничения ( $m > 9$ ) вряд ли оправданно, так как экспоненциально растущая при этом сложность

декодера Витерби не окупается малозначительным добавочным выигрышем от кодирования [9]. С другой стороны, полоса канала  $W = 3$  кГц позволяет передавать данные со скоростью  $R = 1$  кбит/с кодом пониженной скорости  $r = 1/3$ , имеющим существенно большее свободное расстояние. Так, последняя строка таблицы свидетельствует о том, что при прежних исходных данных код (711, 663, 557), имеющий длину кодового ограничения  $m = 9$  и свободное расстояние  $d_f = 18$ , позволяет снизить требуемое отношение "сигнал/шум" в полосе канала до  $q_0 \approx 1.3$  дБ.

Как показал проведенный анализ, быстрые замирания, вынуждающие ориентироваться на некогерентный прием, значительно снижают помехоустойчивость гидроакустической линии связи. Вместе с тем, при относительно неглубоких амплитудных замираниях сверточное кодирование обеспечивает возможность надежной передачи данных со скоростью порядка 1 кбит/с при отношениях "сигнал/шум" в полосе канала, ненамного превышающих 1 дБ.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Zielinski A. Communications underwater. Invited paper // J. of hydroacoustics. 2004. Vol. 7. P. 235–252.
- Baggeroer A. Acoustic telemetry – an overview // IEEE J. oceanic eng. 1984. Vol. 9, iss. 4. P. 229–235.
- Боровицкий Д. С., Ипатов В. П. Разработка гидроакустического сигнала системы подводной навигации // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2013. Вып. 2. С. 18–25.
- Боровицкий Д. С., Ипатов В. П. К построению канала передачи данных системы подводной навигации // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2013. Вып. 5. С. 55–59.
- Боровицкий Д. С., Ипатов В. П. Разработка гидроакустического сигнала системы позиционирования подводных объектов в условиях быстрых замираний // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2014. Вып. 1. С. 25–29.
- Preisig J. Acoustic propagation considerations for underwater acoustic communications network development // ACM SIGMOBILE mobile comp. commun. rev. 2007. Vol. 11, № 4. P. 2–10.
- Stojanovic M. On the relationship between capacity and distance in an underwater acoustic channel // ACM SIGMOBILE mobile comp. commun. rev. 2007. Vol. 11, № 4. P. 34–43.
- Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / пер. с англ. М.: Вильямс, 2003. 1104 с.
- Кларк Дж. мл., Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи / пер. с англ. М.: Радио и связь, 1987. 392 с.
- Barry J. R., Lee E. A., Messerschmitt D. G. Digital communication. 3rd ed. Boston, MA: Kluwer academic publishers, 2003. 856 p.

D. S. Borovitsky

JSC "Russian institute of radionavigation and time" (Saint-Petersburg)

V. P. Ipatov

Saint-Petersburg state electrotechnical university "LETI"

### On the arranging data transmission channel of an underwater navigation system with fast fading channel conditions

*The construction of hydroacoustic signal for object positioning in a fast fading aquatic environment is considered. The relevant data coding options of underwater signal are proposed.*

Hydroacoustic signal, channel coding, convolutional code, BCH-code, Golay code, bit error rate, coding gain

Статья поступила в редакцию 16 февраля 2015 г.



УДК 621.396

Р. Р. Абдуллин, С. Н. Шабунин  
Уральский федеральный университет  
им. первого Президента России Б. Н. Ельцина

## Анализ антенны вытекающей волны на основе частично заполненного прямоугольного волновода<sup>1</sup>

*Исследована антенна вытекающей волны на основе частично заполненного диэлектриком прямоугольного волновода с поперечными щелями. Предложено применение тензорных функций Грина для анализа излучения антенны. Приведено трансцендентное уравнение для определения комплексной постоянной распространения волны, полученное сопоставлением магнитного поля внутри и снаружи щели. Представлены зависимости коэффициента замедления от параметров заполнения волновода диэлектриком. Исследовано влияние положения диэлектрика внутри волновода на характеристики антенны. Проанализирована диаграмма направленности антенны.*

**Антенна вытекающей волны, прямоугольный волновод, слоистая структура, постоянная распространения, коэффициент замедления, метод тензорных функций Грина, диаграмма направленности**

Антенны вытекающей волны основаны на использовании направляющих волноводных структур, связанных с внешним пространством через непрерывные или периодические элементы, которые позволяют формировать направленное излучение. К первым относится, например, прямоугольный волновод с длиной продольной щелью [1]. Ко вторым можно отнести прямоугольный волновод с поперечными щелями, причем шаг нарезки щелей много меньше длины волны в волноводе [2]. Положение главного лепестка диаграммы направленности и его ширина зависят от постоянной распространения, частоты и длины излучающей структуры. В таких структурах реализуется электронное сканирование луча в пространстве. Технологичность конструкции рассмотренных антенн делает их перспективными для использования в радиолокационных и телекоммуникационных системах с требованиями к излучающим характеристикам, реализуемым такими антеннами.

Антенна вытекающей волны на основе прямоугольного волновода с поперечными щелями рассмотрена в [2]. В указанной работе исследованы типы мод, распространяющихся в структуре, и приведены дисперсионные соотношения. Однако исследования ограничены частным случаем однородного заполнения волновода диэлектриком. Набор диэлектриков, применяемых в современ-

ной СВЧ-технике, весьма ограничен, что приводит к значительным затруднениям при необходимости получения требуемых полевых характеристик антенны. Применение частично заполнения волновода позволяет варьировать значение эффективной диэлектрической проницаемости и, соответственно, постоянной распространения в широких пределах и дает возможность реализовать требуемые частотные свойства антенны при сохранении малых размеров волновода.

Для защиты антенны от внешних воздействий излучающие щели покрывают диэлектрическим слоем. Авторам настоящей статьи не удалось найти публикаций, посвященных учету влияния защитного укрытия на характеристики излучения рассматриваемых антенн.

Особенностью настоящей статьи является применение для расчета компонент поля антенны в слоистых структурах тензорных функций Грина. Указанный метод позволяет определить в любой точке пространства компоненты поля от источников произвольного типа. В этом случае существенно упрощается расчет и уже на этапе проектирования возникает возможность оценить не только влияние внутреннего заполнения структуры диэлектриком, но и наличие диэлектрического укрытия, а также внешних атмосферных явлений на полевые и частотные свойства исследуемой антенны.

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

Помимо разработки математического аппарата основной задачей является получение численных результатов для комплексной постоянной распространения, расчет на их основе коэффициента замедления и расчет диаграммы направленности исследуемой антенны.

**Функции Грина в спектральной области.**

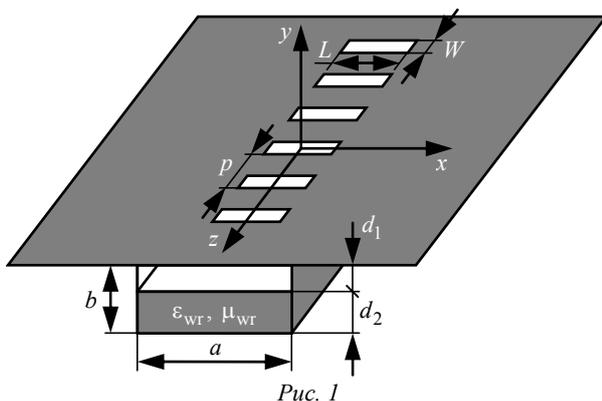
Исследуемая антенна приведена на рис. 1. Конструкция антенны представляет собой бесконечный прямоугольный волновод, частично заполненный диэлектриком. Ширина волновода  $a$ , его высота  $b$ . Относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости магнитодиэлектрического заполняющего слоя обозначены  $\epsilon_{\text{вГ}}$  и  $\mu_{\text{вГ}}$  соответственно. Толщина этого слоя  $d_{\text{д}}$ . Пространство внутри волновода разделено на подпространства  $d_1$  и  $d_2$  ( $d_1 + d_2 = b$ ), одно из которых заполнено диэлектриком, а во втором имеется вакуум.

На одной из широких стенок волновода, совмещенной с бесконечным проводящим экраном, расположены узкие щели с шагом  $p$ , много меньшим длины волны  $\lambda$ . Длина и ширина щели в волноводе и в экране –  $L$  и  $W$  соответственно. Толщина экрана полагается бесконечно малой.

Предполагается, что рассматриваемая волноводная система поддерживает волну с постоянной распространения  $k_z = \beta - j\alpha$ , где  $\beta$  – коэффициент фазы;  $\alpha$  – коэффициент затухания. Постоянная распространения находится из решения интегрального уравнения [2]

$$\iint_{s s'} E_z [H_{\text{ext}_x} - H_{\text{int}_x}] ds' ds = 0, \quad (1)$$

где  $E_z = \cos(\pi x/L)$  – электрическая составляющая поля в щели;  $H_{\text{ext}_x}$  и  $H_{\text{int}_x}$  – компоненты магнитного поля вблизи щели. Индексы "ext" и "int" указывают на величины, относящиеся к внешнему полупространству и к пространству внутри прямоугольного волновода соответственно.



Магнитное поле в произвольной точке пространства, заданной положением радиуса-вектора  $\mathbf{r} = \{x, y, z\}$ , определяется интегрированием диадного произведения магнитного тока  $M(\mathbf{r}')$  в точке источника, заданной радиусом-вектором  $\mathbf{r}' = \{x', y', z'\}$ , и функции Грина  $\bar{\bar{\Gamma}}_{22}(\mathbf{r}, \mathbf{r}')$  соответствующей области. Поле, возбуждаемое щелью, определяется интегрированием по ее поверхности  $s'$ :

$$H(\mathbf{r}) = \int_{s'} \bar{\bar{\Gamma}}_{22}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') M(\mathbf{r}') ds'. \quad (2)$$

Эквивалентное распределение магнитного тока в достаточно узкой щели описывается основной гармоникой [3]:

$$\mathbf{M}(\mathbf{r}') = (\mathbf{x}_0/W) \cos[(\pi/L)x'], \quad (3)$$

$$-L/2 < x' < L/2, \quad -W/2 < z' < W/2.$$

В системе координат, приведенной на рис. 1, распространение электромагнитной энергии в исследуемой структуре описывается суперпозицией волн типов  $E$  и  $H$ . Взаимодействие полей указанных волн между слоями диэлектриков описывается характеристическими функциями  $g(y, y')$  и  $f(y, y')$  соответственно. В этом случае функция Грина относительно оси  $y$  имеет вид

$$\Gamma_{\text{ext } 22_{xx}} = j\omega\epsilon_{\text{сГ}} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{k_x^2 + k_{zn}^2} \times$$

$$\times \left[ \frac{k_x^2}{k_{\text{ext } 1}^2} \frac{\partial^2 f(y, y')}{\partial y \partial y'} + g(y, y') k_{zn}^2 \right] \times$$

$$\times (4\pi^2)^{-1} e^{-jk_x(x-x')} e^{-jk_{zn}(z-z')} dk_x dk_{zn}, \quad (4)$$

где  $\omega = 2\pi f$  ( $f$  – рабочая частота);  $\epsilon_{\text{сГ}} = \epsilon_0 \epsilon'_{\text{сГ}}$  – абсолютная диэлектрическая проницаемость защитного укрытия ( $\epsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12}$  Ф/м;  $\epsilon'_{\text{сГ}}$  – относительная диэлектрическая проницаемость защитного укрытия);  $k_x, k_{zn}$  – компоненты постоянной распространения во внешнем полупространстве вдоль осей  $x$  и  $z$  соответственно;  $k_{\text{ext } 1}$  – постоянная распространения в слое диэлектрика.

Такой подход позволяет рассматривать многослойные структуры. Для их расчета использован метод эквивалентных электрических и магнитных линий [4].

Функция Грина (4) после ряда преобразований может быть записана в виде

$$\Gamma_{\text{ext } 22_{xx}} = \frac{j\omega\varepsilon_{\text{sr}}}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \frac{k_x^2}{k_{\text{ext}1}^2} \frac{\gamma_{\text{ext}1}^2}{Y_{\text{ext}1}^H \mu_{\text{sr}}} \times \right. \\ \left. \times \left[ \bar{Y}_{\text{ext}}^H(0)/Y_{\text{ext}1}^H \right] \cos(\gamma_{\text{ext}1}y) - j \sin(\gamma_{\text{ext}1}y) \right\} + \\ + \frac{k_{zn}^2}{j\omega\varepsilon_{\text{sr}}} \left[ \bar{Y}_{\text{ext}}^E(0) \cos(\gamma_{\text{ext}1}y) - jY_{\text{ext}1}^E \sin(\gamma_{\text{ext}1}y) \right] \times \\ \times \frac{e^{-jk_x(x-x')} e^{-jk_{zn}(z-z')}}{k_x^2 + k_{zn}^2} dk_x dk_{zn}, \quad (5)$$

где  $k_0$  – волновое число в свободном пространстве;  $\gamma_{\text{ext}1} = \sqrt{k_{\text{ext}1}^2 - k_x^2 - k_{zn}^2}$  – постоянная распространения волн в области свободного пространства;  $\mu_{\text{sr}} = \mu_0 \mu_{\text{sr}1}$  – абсолютная магнитная проницаемость диэлектрического укрытия ( $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м – магнитная постоянная;  $\mu_{\text{sr}1}$  – относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрического укрытия);  $\bar{Y}_{\text{ext}}^H(0)$ ,  $\bar{Y}_{\text{ext}}^E(0)$  – входные проводимости в плоскости щели для плоскостей  $H$  и  $E$  соответственно;

$$Y_{\text{ext}1}^H = \gamma_{\text{ext}1} / (\omega\mu_0\mu_{\text{sr}1}); \quad Y_{\text{ext}1}^E = \omega\varepsilon_0\varepsilon_{\text{sr}1} / \gamma_{\text{ext}1}$$

– эквивалентные проводимости прилегающего к щели слоя вне волновода. В случае волновода без диэлектрического укрытия (см. рис. 1)

$$\bar{Y}_{\text{ext}}^H(0) = Y_{\text{ext}1}^H; \quad \bar{Y}_{\text{ext}}^E(0) = Y_{\text{ext}1}^E.$$

После подстановки (5) и (3) в (2) выражение для продольной составляющей магнитного поля в плоскости щели ( $y_0 = 0$ ,  $y' = 0$ ) будет выглядеть следующим образом:

$$H_{\text{ext}_x} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-jk_x x} e^{-jk_{zn} z}}{k_x^2 + k_{zn}^2} \times \\ \times \left[ k_x^2 \bar{Y}_{\text{ext}}^H(0) + k_{zn}^2 \bar{Y}_{\text{ext}}^E(0) \right] \times \\ \times \frac{\sin(k_{zn} W/2)}{k_{zn} W/2} \frac{2\pi \cos(k_{zn} L/2)}{L (\pi/L)^2 - k_x^2} dk_x dk_{zn}. \quad (6)$$

Поле внутри волновода находится по аналогичной формуле с переходом от непрерывного спектра по волновым числам к дискретному заменой переменной  $k_x \rightarrow \pi m/a$ . Для поля внутри волновода использовано разложение в интеграл-ряд:

$$H_{\text{int}_x} = \frac{j\omega\varepsilon_0\varepsilon_{\text{wr}1}}{\pi a} \sum_{m=0}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{(\pi m/a)^2 + k_{zn}^2} \times \\ \times \left\{ -j\gamma_{\text{int}1} (\pi m/a)^2 / k_{\text{int}1}^2 \times \right.$$

$$\times \left[ \left( \bar{Y}_{\text{int}}^H(0)/Y_{\text{int}1}^H \right) \cos(\gamma_{\text{int}1}y) - j \sin(\gamma_{\text{int}1}y) \right] + \\ + (k_{zn}^2 \varepsilon_m/2) (j\omega\varepsilon_0\varepsilon_{\text{wr}1})^{-1} \times \\ \times \left[ \bar{Y}_{\text{int}}^E(0) \cos(\gamma_{\text{int}1}y) - jY_{\text{int}1}^E \sin(\gamma_{\text{int}1}y) \right] \times \\ \times \cos\left(\frac{\pi m}{a} x\right) \frac{\sin(k_{zn} W/2)}{k_{zn} W/2} \frac{2\pi \cos[\pi m L/(2a)]}{L \left(\frac{\pi}{L}\right)^2 - \left(\frac{\pi m}{a}\right)^2} dk_{zn}, \quad (7)$$

где  $\gamma_{\text{int}1,2} = \sqrt{k_{\text{int}1,2}^2 - k_x^2 - k_{zn}^2}$  – волновые числа внутри волновода;  $k_{\text{int}1,2} = k_0 \sqrt{\varepsilon_{\text{wr}1,2} \mu_{\text{wr}1,2}}$ ;

$$Y_{\text{int}1,2}^H = \gamma_{\text{int}1,2} / (\omega\mu_0\mu_{\text{wr}1,2}),$$

$$Y_{\text{int}1,2}^E = \omega\varepsilon_0\varepsilon_{\text{wr}1,2} / \gamma_{\text{int}1,2}$$

– эквивалентные проводимости слоев внутри волновода.

Входные проводимости в плоскости щели при учете слоистой структуры проводимости пересчитываются по рекуррентным формулам [4]:

$$\bar{Y}_{\text{int}}^{E,H}(0) = Y_{\text{int}1}^{E,H} \times \\ \times \frac{-jY_{\text{int}2}^{E,H} \text{ctg}(\gamma_{\text{int}2}d_2) \text{ctg}(\gamma_{\text{int}1}d_1) + jY_{\text{int}1}^{E,H}}{Y_{\text{int}1}^{E,H} \text{ctg}(\gamma_{\text{int}1}d_1) + Y_{\text{int}2}^{E,H} \text{ctg}(\gamma_{\text{int}2}d_2)}.$$

Последний шаг для нахождения неизвестного волнового числа распространения в периодической структуре заключается в замене  $k_{zn} \rightarrow k_z + 2\pi n/p$  в (6) и (7) для анализа щелевой линейной антенной решетки в соответствии с теоремой Флоке. После подстановки компоненты внешнего магнитного поля из (6) и составляющей внутреннего магнитного поля из (7) для области щели ( $y = 0$ ) в интегральное уравнение (1) получено трансцендентное уравнение для поиска постоянной распространения:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} \frac{1}{k_x^2 + k_{zn}^2} \left[ k_x^2 \bar{Y}_{\text{ext}}^H(0) + k_{zn}^2 \bar{Y}_{\text{ext}}^E(0) \right] \times \\ \times \left\{ \cos^2(k_x L/2) / \left[ (\pi/L)^2 - k_x^2 \right]^2 \right\} dk_x = \\ = \frac{2\pi}{a} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{1}{(\pi m/a)^2 + k_{zn}^2} \times \\ \times \cos^2(\pi m L/2a) / \left[ (\pi/L)^2 - (\pi m/a)^2 \right]^2 \times \\ \times \left[ (\pi m/a)^2 \bar{Y}_{\text{int}}^H(0) + (\varepsilon_m/2) k_{zn}^2 \bar{Y}_{\text{ext}}^E(0) \right]. \quad (8)$$

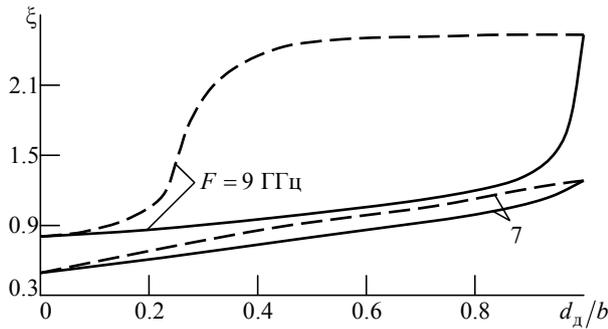


Рис. 2

**Численные результаты.** Приведенные далее результаты получены для прямоугольного волновода с размерами  $a = 23$  мм,  $b = 10$  мм. Параметры щелей  $L = 8$  мм,  $W = 0.2$  мм,  $p = 1$  мм. Диэлектрический слой имеет толщину  $d_d$ , относительную диэлектрическую проницаемость  $\varepsilon_{\text{вт}} = 2$  и относительную магнитную проницаемость  $\mu_{\text{вт}} = 1$ .

**Комплексная постоянная распространения.** Для удобства дальнейших расчетов использовано понятие коэффициента замедления – фазовой постоянной, нормированной к постоянной распространения в свободном пространстве [5]:  $\xi = \beta/k_0$ . Зависимости коэффициента замедления от толщины слоя диэлектрика, рассчитанные на основе (8), приведены на рис. 2. Рассмотрены характеристики системы на частотах 7 и 9 ГГц. Сплошными линиями показаны кривые при расположении диэлектрика у нижней стенки волновода ( $d_d \equiv d_2$ ), штриховыми – при расположении диэлектрика у верхней стенки ( $d_d \equiv d_1$ ).

Из представленных результатов следует, что влияние диэлектрика возрастает с ростом частоты. При равных частотах большее влияние оказывает диэлектрик, расположенный в верхней части волновода (у щелей). С увеличением толщины диэлектрического слоя внутри волновода фазовая скорость в структуре уменьшается.

**Положение максимума диаграммы направленности.** Коэффициент замедления является основным параметром, определяющим форму диаграммы направленности антенны. Исследуемая структура (см. рис. 1) может быть представлена в виде равномерной линейной антенной решетки. В этом случае диаграмма направленности определяется произведением диаграммы одиночной щели и множителя решетки. В связи с тем, что излучение отдельно взятого элемента решетки в плоскости вектора  $\mathbf{E}$  изотропно, результирующая диаграмма направленности антенны определяется только множителем решетки [6]:

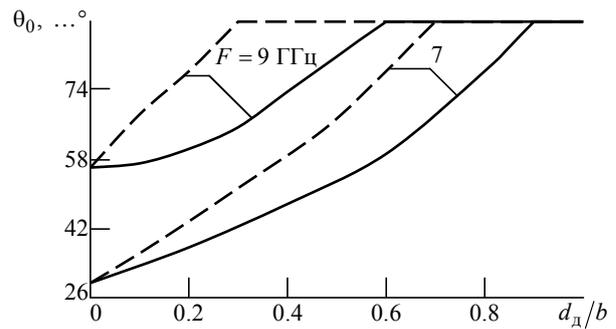


Рис. 3

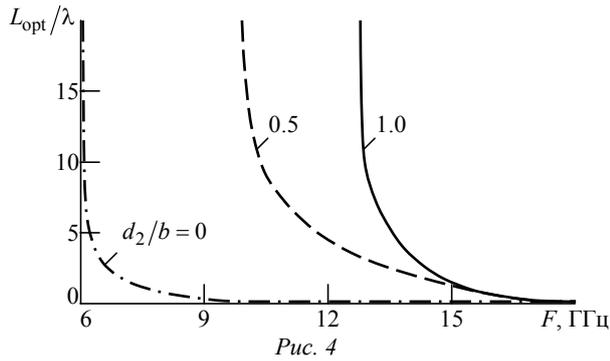
$$F_N(\Psi) = \frac{\sin(\Psi)}{N \sin(\Psi/N)}, \quad (9)$$

где  $\Psi = 0.5N\beta p(\cos\theta - \xi)$ ;  $\theta$  – физический угол наблюдения;  $N$  – общее число щелей.

На рис. 3 представлена зависимость наклона главного максимума диаграммы направленности от степени заполнения волновода диэлектриком. Обозначения кривых соответствуют рис. 2. С увеличением толщины диэлектрического слоя главный лепесток диаграммы отклоняется в направлении, противоположном направлению на источник возбуждения. При  $|\xi| > 1$  максимум оказывается за пределами области реальных углов, что соответствует переходу от режима поперечного излучения к излучению вдоль оси волновода. Таким образом, частичное заполнение пустого волновода диэлектриком может привести к изменению режима излучения с поперечного на осевое, и наоборот, уменьшением доли диэлектрического заполнения можно добиться смены режима излучения с осевого на поперечное.

В режиме незначительного замедления ( $|\xi| \approx 1$ ) центральная часть главного лепестка уходит в область мнимых углов и главный лепесток множителя существенно обостряется. Одновременно с обострением основного лепестка диаграммы направленности наблюдается повышение уровня боковых лепестков, определяемых теперь не по отношению к главному максимуму функции (9), а по отношению к значению этой функции на границе области видимости. При дальнейшем увеличении  $|\xi|$  в области реальных углов остаются только боковые лепестки.

**Ширина диаграммы направленности.** Согласно [6] компромисс между сужением главного лепестка и повышением уровня боковых лепестков достигается, если граница видимой области находится в точке  $\Psi(0) \approx -\pi/2$ . В этом случае оптимальная длина антенны



$$L_{opt} = \lambda / [2(|\xi| - 1)]. \quad (10)$$

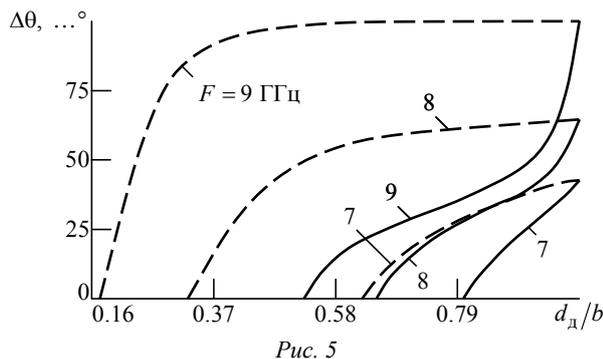
Рис. 4 показывает частотную зависимость оптимальной длины антенны вытекающей волны на основе прямоугольного волновода с поперечными щелями, нормированной на длину волны, при различном заполнении волновода.

Знание размеров антенны позволяет определить ширину луча. При коэффициенте замедления  $\xi > 1.5$  в соответствии с (10) оптимальная длина антенны должна быть меньше, чем рабочая длина волны. В этом случае боковые лепестки имеют оптимальный уровень, но диаграмма не может быть узкой.

После приближенной замены в (9)  $\cos \theta \approx 1 - \theta^2/2 \dots$  ширина главного лепестка диаграммы направленности по точкам нулевой интенсивности излучения составляет

$$\Delta \theta \approx \sqrt{2(1 - \xi + \lambda/L)}. \quad (11)$$

На рис. 5 приведена определенная по (11) ширина главного лепестка для антенны оптимальной длины в зависимости от степени заполнения волновода диэлектриком для частот 7, 8 и 9 ГГц. Сплошными линиями показаны зависимости для случая, когда слой диэлектрика расположен у нижней стенки ( $d_d \equiv d_2$ ), штриховыми – при расположении диэлектрика у верхней стенки ( $d_d \equiv d_1$ ). С увеличением коэффициента замед-



ления ширина луча для антенны фиксированной длины уменьшается. Однако в рассматриваемом случае в то же время снижается и оптимальная длина антенны. Объединив (10) и (11), получим ширину луча в виде  $\Delta \theta \approx \sqrt{2(\xi - 1)}$ . Таким образом, при увеличении рабочей частоты основной лепесток расширяется.

В настоящей статье предложен новый метод для проектирования антенны вытекающей волны на основе прямоугольного волновода с поперечными щелями и слоистой магнитодиэлектрической структурой. Посредством применения тензорных функций Грина получены выражения для компонент поля внутри и снаружи волновода. Исследованы дисперсионные уравнения волн в многослойной структуре, определяющие частотные и полевые характеристики антенны. Комплексная постоянная распространения определялась на основе "сшивания" полей в щели.

Исследовано влияние толщины слоя диэлектрика внутри волновода на характеристики антенны. Найдены зависимости для коэффициента замедления, наклона диаграммы направленности и ширины луча. Установлено, что диэлектрический слой, расположенный вблизи стенки волновода со щелями, влияет на исследованные параметры антенны в большей степени, чем при его расположении вблизи противоположной стенки. Частичное заполнение пустого волновода диэлектриком может привести к уменьшению фазовой скорости и к преобразованию режима излучения с поперечного на осевое. Основной лепесток диаграммы направленности может выйти за пределы области видимости полностью. Оптимальные размеры антенны определены из условия допустимого уровня боковых лепестков и достаточной остроты диаграммы направленности. Однако получение узкого луча не гарантируется при использовании антенны оптимальной длины.

Предложенная методика расчета антенны вытекающей волны на основе частично заполненного диэлектриком прямоугольного волновода позволяет получить требуемые постоянную распространения и положение максимума диаграммы направленности в пространстве, используя материал необходимой толщины и диэлектрической проницаемости. Также могут быть проанализированы и построены антенны с защитным укрытием. Подобные антенны могут быть выполнены по технологии СВЧ-печатных плат, в том числе на многослойной керамике. В качестве диэлектрика

в структуре антенны может использоваться композитный материал с отрицательным коэффициентом рефракции (так называемый метаматериал),

что позволит добиться практически стопроцентной эффективности излучения антенны в некотором диапазоне частот [7].

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Walter C. H. Traveling wave antennas. New York: McGraw-Hill, 1965. 429 p.
2. Liu J., Jackson D. R., Long Y. Modal analysis of dielectric-filled rectangular waveguide with transverse slots // IEEE Trans. on antennas and propag. 2011. Vol. AP-59, № 9. P. 3194–3203.
3. Hyneman R. F. Closely-spaced transverse slots in rectangular waveguide // IRE Trans. on antennas propag. 1959. Vol. 7, Oct. P. 335–342.

4. Felsen L. B., Marcuvitz N. Radiation and scattering of waves. Englewood Cliffs: Prentice Hall, New Jersey, 1973. 382 p.
5. Панченко Б. А., Нефедов Е. И. Микрополосковые антенны. М.: Радио и связь, 1986. 144 с.
6. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высш. шк., 1988. 432 с.
7. Егоров Ю. В. Частично заполненные прямоугольные волноводы. М.: Сов. радио, 1967. 216 с.

R. R. Abdullin, S. N. Shabunin

Ural federal university n. a. the first President of Russia B. N. Yeltsin

### Analysis of leaky-wave antenna based on partially-filled rectangular waveguide

*A leaky-wave antenna based on the partially-filled rectangular waveguide with transverse slots is investigated. Using tensor Green's functions for antenna radiation analysis is suggested. A transcendental equation for a complex wavenumber obtained by matching magnetic fields inside and outside the waveguide is presented. Plots of velocity factor dependencies on waveguide filling parameters are shown. An influence of dielectric layer position on the antenna performances is investigated. Radiation pattern is estimated.*

Leaky-wave antenna, rectangular waveguide, layered structure, wavenumber, velocity factor, tensor Green's function method, radiation pattern

Статья поступила в редакцию 17 декабря 2014 г.

УДК 621.396.677

С. В. Балландович

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

## Проектирование двухчастотных печатных отражательных антенных решеток с помощью модифицированной ячейки Флоке

*Описана методика проектирования двухчастотных печатных отражательных антенных решеток с улучшенными характеристиками направленности. Приведены расчетные данные для антенн, спроектированных с использованием стандартной и предложенной методик.*

### Печатные отражательные антенные решетки, двухчастотные антенны, коэффициент направленного действия

Бурное развитие современных телекоммуникационных систем и постоянно возрастающие требования к характеристикам антенн для них делают актуальным проектирование широкополосных и многочастотных печатных отражательных антенных решеток (ПОАР) [1]. Ряд технологических и эксплуатационных особенностей ПОАР

позволяют считать их привлекательной альтернативой классическим зеркальным антеннам. Между тем из литературных источников [1] следует, что типичные остронаправленные ПОАР сохраняют работоспособность в крайне ограниченном частотном интервале, составляющем около 10 % от центральной частоты.

Ряд публикаций по двухчастотным ПОАР содержат описание антенн, предназначенных для работы с конкретным видом поляризации в каждом из частотных диапазонов [2]–[5], что сужает область их применения. С этой точки зрения наиболее перспективными представляются двухчастотные антенны с совмещенным раскрывом (рис. 1). В отличие от стандартного раскрыва одночастотной ПОАР (рис. 1, *a*) совмещенный раскрыв (рис. 1, *б*) состоит из чередующихся печатных элементов (ПЭ)  $f_1$  и  $f_2$ , предназначенных для работы в разных частотных диапазонах.

К ключевым моментам проектирования ПОАР относится поиск зависимости фазы рассеянного поля от размера ПЭ. Как правило, характеристики ПЭ рассчитываются в приближении локальной периодичности (ячейки Флоке) [1], границы которой показаны на рис. 1 штриховыми линиями.

Особенностью совмещенных раскрывов является наличие двух видов взаимного влияния ПЭ: первый определяется взаимодействием ПЭ одного частотного диапазона между собой, второй – взаимодействием ПЭ разных частотных диапазонов. Очевидно, что стандартный раскрыв характеризуется только взаимным влиянием первого вида, которое принято учитывать с помощью ячейки Флоке. Учет взаимного влияния второго вида требует специального рассмотрения. В частности, в работах [6], [7] взаимодействие ПЭ двухчастотной ПОАР сводится к минимуму оптимизацией относительной диэлектрической проницаемости и высоты подложки. Расположение ПЭ, характеризуемого размером  $L$ , в ячейке Флоке для такого случая показано на рис. 2, *a*. Такой способ регулировки взаимного влияния существенно ограничивает разработчика в выборе применяемых СВЧ-диэлектриков и может привести к значительному росту стоимости антенны.

Для преодоления указанного недостатка предлагается использовать при проектировании двухчастотных ПОАР модифицированную ячейку Флоке (рис. 2, *б*). Ее отличие от стандартной за-

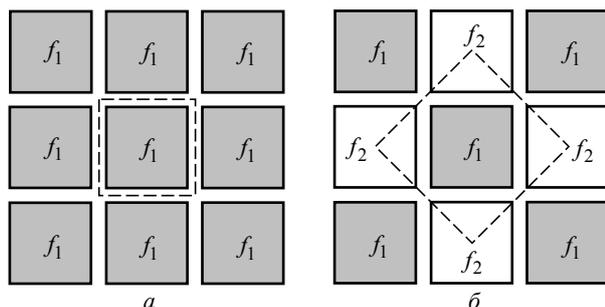


Рис. 1

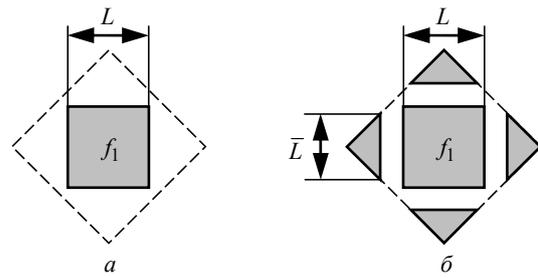


Рис. 2

ключается в наличии пассивных элементов, размер  $\bar{L}$  которых выбирается как средний по раскрыву для ПЭ другого частотного диапазона.

Для проверки эффективности предложенной методики спроектированы две ПОАР с раскрывом  $600 \times 600$  мм, предназначенные для работы в диапазоне 18...26 ГГц. При синтезе первой использовалась модифицированная ячейка Флоке, при синтезе второй – стандартная. Рассматривалось облучение ПОАР рупором, фазовый центр которого располагался на расстоянии 600 мм от центра раскрыва. Центральные частоты рабочих диапазонов выбраны равными 20 и 24 ГГц. Одиночный элемент раскрыва представлял собой вложенные друг в друга рамки (рис. 3) с геометрическими параметрами  $G = W_1 = W_0 = 0.5$  мм, диэлектрической подложкой из пенополиэтилена толщиной 2 мм с относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon' = 1.05$ . Габариты ячейки  $a \times a = 9 \times 9$  мм.

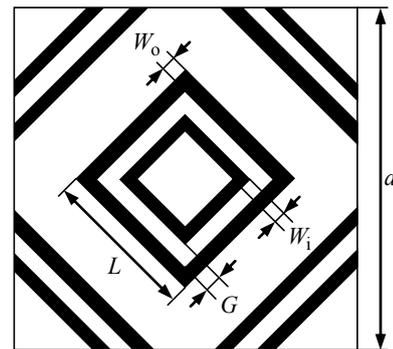


Рис. 3

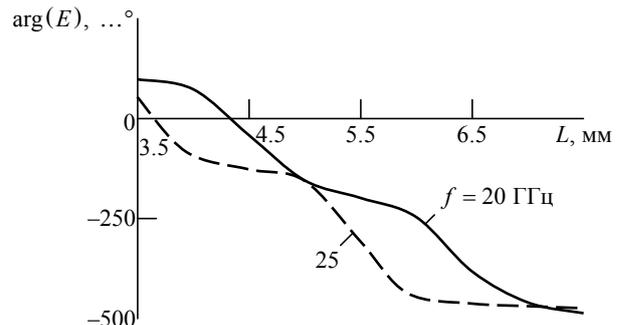


Рис. 4

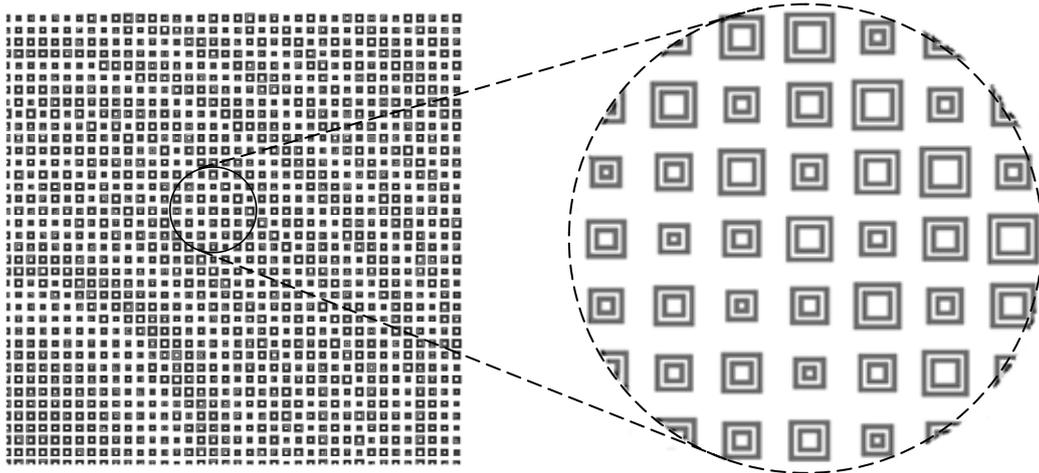


Рис. 5

Предварительные расчеты ПОАР с такой геометрией показали, что в верхней полосе частот максимум коэффициента направленного действия (КНД) соответствовал частоте несколько ниже 24 ГГц, поэтому при проектировании окончательного варианта ПОАР синтез геометрии в верхнем диапазоне осуществлялся на частоте 25 ГГц. Расчетные зависимости фазы рассеянного поля  $\arg(E)$  от размеров ПЭ  $L$ , полученные при  $\bar{L} = 4$  мм на частоте 20 ГГц и при  $\bar{L} = 5$  мм на частоте 25 ГГц, показаны на рис. 4. На рис. 5 изображен фрагмент раскрыва однослойной ПОАР, спроектированной с помощью зависимостей, представленных на рис. 4.

Расчетные зависимости КНД от частоты для ПОАР показаны на рис. 6. Кривая 1 соответствует модифицированной ячейке Флоке (рис. 2, б), кривая 2 – стандартной ячейке (рис. 2, а). Моделирование производилось с помощью метода конечных элементов (FEM). Для сравнения здесь же приведена аналогичная зависимость (кривая 3) для трехслойной ПОАР, спроектированной с использованием модифицированной ячейки Флоке. Из приведенных зависимостей следует, что ПОАР, спроектированная на базе стандартной ячейки (кривая 2), уступает в эффективности ПОАР, спроектированной на базе модифицированной ячейки Флоке (кривая 1). Так, в нижнем частотном диапазоне КНД антенны на основе модифицированной ячейки выше на 1.2 дБ, а в верхнем частотном диапазоне – на 0.2 дБ. Анализируя зависимости КНД от частоты, можно сделать вывод, что однослойная структура в данном случае обладает

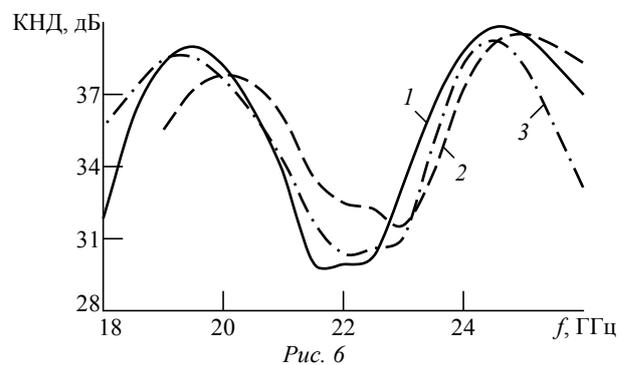


Рис. 6

некоторым преимуществом перед трехслойной (кривая 3). Расчеты показали, что коэффициент использования поверхности (КИП) однослойной ПОАР на базе модифицированной ячейки Флоке на частоте 19.5 ГГц составляет 41.7 %, а на частоте 24.5 ГГц – 31.6 %.

Опыт проектирования двухчастотных ПОАР с применением данной методики показал, что увеличение КНД составляет 0.5...1 дБ. Поскольку КИП двухчастотных ПОАР обычно ниже, чем одночастотных, такое улучшение характеристик имеет ценность.

В настоящей статье предложена методика проектирования двухчастотных ПОАР с помощью модифицированной ячейки Флоке. В отличие от известных работ [6], [7] в состав ячейки добавлены элементы для учета влияния ПЭ другого частотного диапазона. Расчетные данные показывают, что предложенная модификация ячейки Флоке позволяет проектировать двухчастотные ПОАР с улучшенными характеристиками направленности.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Huang J., Encinar J. A. Reflectarray antennas. New Jersey: John Wiley & Sons, 2007. 320 p.
2. Encinar J. A., Barba M. Design Manufacture and test of ka-band reflectarray antenna for trasmitting and receiving in orthogonal polarization // Proc. on 14th Int. Symp. on antenna technology and applied electromagnetics (ANTEM) & the American electromagnetics conf., Ottawa, 5–8 July 2010. Piscataway: IEEE, 2010. P. 1–4.
3. Design, manufacturing, and testing of a 20/30-GHz dual-band circularly polarized reflectarray antenna / Th. Smith, U. Gothelf, O. S. Kim, O. Breinbjerg // IEEE ant. and wireless propagation letters. 2013. Vol. 12. P. 1480–1483.
4. Design and measurement of a circularly polarized ka-band reflectarray antenna / Ang Yu, Fan Yang, A. Z. Elsherbini, J. Huang // 3rd Europ. conf. on ant. and propagation (EuCAP 2009), Berlin, 23–27 March 2009. Piscataway: IEEE, 2009. P. 2769–2773.
5. Отражательная антенная решетка для сетей дуплексной спутниковой связи технологии VSAT / С. В. Поленга, Ю. П. Саломатов, Е. А. Литинская, Р. М. Крылов // Усп. совр. радиоэлектроники. 2012. № 9. С. 039–042.
6. Design of broadband, single layer dual-band large reflectarray using multi open loop elements / M. R. Chaharmir, J. Shaker, N. Gagnon, D. Lee // IEEE Trans. on ant. and propagation. 2010. Vol. AP-58, № 9. P. 2875–2883.
7. Chaharmir R., Shaker J., Cuhaci M. Development of dual-band circularly polarized reflectarray // IEE Proc. microwaves, ant. and propagation. 2006. Vol. 153, iss. 1. P. 49–54.

S. V. Ballandovich

*Saint-Petersburg state electrotechnical university "LETI"*

### **Designing of a dual-band printed reflectarray based on the modified Floque cell**

*Method of designing of a dual-band printed reflectarray with improved characteristics is described. Calculated data for printed reflectarrays based on the modified and common Floque cell are presented.*

Printed reflectarrays, dual-band antennas, directivity

Статья поступила в редакцию 24 февраля 2015 г.



УДК 621.391

А. К. Шашкин

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

## Многочастотный сигнал восстановления синхронизации в канале дискретной связи

*Рассмотрена структура сигнала восстановления синхронизации (СВС) в каналах дискретной связи. СВС построен на основе трехчастотной посылки, позволяющей в широких пределах изменять интервал неоднозначного отсчета. Приведены исследования помехоустойчивости такой посылки и рекомендации по применению посылки в каналах передачи дискретных сообщений.*

### Посылки синхронизации, многочастотные посылки синхронизации, алгоритмы разрешения фазовой неоднозначности, помехоустойчивость передачи фазовой информации

Ни одна радиотехническая система дискретной связи не смогла бы функционировать длительное время в условиях дестабилизирующих воздействий без постоянного поддержания синхронизации.

Точность синхронизации в немалой степени влияет на достижимые характеристики передачи информации (в первую очередь – на эффективную скорость, которая сложным образом зависит от различных параметров системы и всегда меньше пропускной способности канала) [1].

Информация о синхронизации содержится в шкале синхронизации – последовательности импульсов (эпох, тактов, характерных точек и т. п.), как правило, с равным периодом следования.

Особенно критичны к проблеме синхронизации системы связи с дискретными носителями сообщений [2].

**Известные методы обеспечения синхронизации.** В качестве носителей сигналов синхронизации на практике применяют импульсные сигналы (носитель сигнала синхронизации – фронт или характерная точка импульса) и гармонические сигналы (носитель сигнала синхронизации – фаза гармонического сигнала) [3].

В случае импульсного носителя сигнала синхронизации дисперсия оценки времени прихода сигнала зависит от ширины полосы сигнала и шумового "качества" канала (формула Вудворда [4]):

$$\sigma_t^2 \geq 1/(\psi F_c^2) = P_{\text{ш}}/(P_c F_c^2), \quad (1)$$

где  $\psi = P_c/P_{\text{ш}}$  – отношение "сигнал/шум" на входе измерителя ( $P_c$ ,  $P_{\text{ш}}$  – мощности сигнала и шума соответственно);  $F_c$  – полоса частот сигнала.

Из (1) следует, что для получения удовлетворительной дисперсии оценки времени прихода сигнала (порядка 0.1 мкс) при типичных значениях отношения "сигнал/помеха" (около 20 дБ) необходимая полоса частот составляет более 10 МГц. Такая полоса может быть обеспечена при несущей частоте в пределах сотни мегагерц.

При гармоническом носителе сигнала синхронизации точность определения фазы обратно пропорциональна времени измерения. При этом полоса частот гармонического сигнала может быть теоретически сколь угодно малой.

В цифровых системах связи чаще всего используется пакетное или кадровое разбиение потока. При этом общую синхронизацию представляют в виде последовательно выполняемых операций тактовой и кадровой синхронизаций (рис. 1, где ПТС – посылка тактовой синхронизации; ПКС – посылка кадровой синхронизации).

В соответствии со стандартом 802.3 (Ethernet) [4] предполагается передача ПТС в виде 7 байт преамбулы, каждый из которых содержит одну и ту же последовательность бит 1, –1, 1, –1, 1, –1, 1, –1. Эта комбинация передается гармоническим сигналом. За время передачи преамбулы принимающие ее

ПТС	ПКС	Информация
-----	-----	------------

Рис. 1

объекты входят в устойчивый синхронизм с принимаемым тактовым сигналом. Начало кадра обозначается ПКС (в стандарте 802.3 называемым ограничителем) – одним байтом, содержащим последовательность  $-1, 1, 1, 1, 1, 1, -1$ . Далее следует информационная часть, содержащая заголовки всех уровней модели OSI и собственно информацию. Чтобы ограничитель был уникальным, в информационной части вводится стаффинг: при наличии следующих подряд пяти бит с единичным значением добавляют  $-1$ , которую в процессе обработки удаляют.

Аналогичный подход предусмотрен стандартом 802.16, посвященным системе связи Wi-Max. Первый символ кадра является преамбулой [4]. Поднесущие преамбулы манипулируются известными псевдослучайными последовательностями (ПСП) на основе функций Уолша с хорошими автокорреляционными и плохими взаимно корреляционными свойствами. Конкретный вид ПСП зависит от идентификатора базовой станции IDcell и номера каждого из ее секторов.

В каналах связи по линиям энергетических сетей тактовая и кадровая синхронизации реализуются функцией  $u_M$  (рис. 2, а), используемой для бинарной фазовой манипуляции несущей<sup>1</sup>. Первые 5 отсчетов этой функции представляют собой ПТС и содержат код  $1, -1, 1, -1, 1$ ; следующие 7 отсчетов – ПКС с кодом Баркера. При приеме отсчеты ПТС накапливаются и в моменты смены направления изменения функции накопления  $u_H$  (рис. 2, б) отмечаются моменты переходов к следующему символу, т. е. границы тактов. Эти моменты служат основой для подстройки опорного генератора. Всплеск автокорреляционной функции кода Баркера соответствует концу ПКС и означает начало приема полезной информации.

Рассмотренный метод синхронизации достаточно удовлетворительно работает при отношении "сигнал/шум" более 10 дБ. При меньших значе-

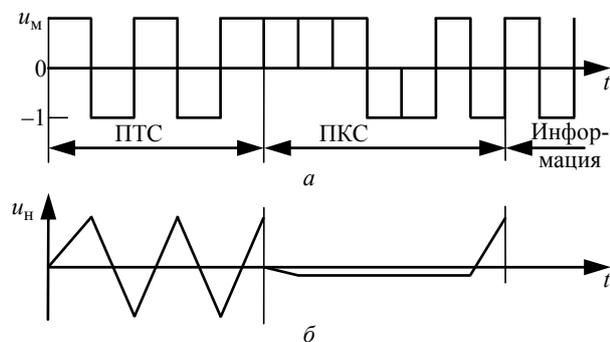


Рис. 2

ниях результат накопления импульсов ПТС не позволяет четко выделять границы тактов, что приводит к ошибкам и сбоям синхронизации. Определенным недостатком также является необходимость согласованного приема сигнала Баркера.

Преамбула синхронизации не является неотъемлемой частью полезного сигнала. В системах, в которых информация передается шумоподобными кодовыми комбинациями, синхронизация осуществляется за счет свойства самосинхронизации названных комбинаций. В качестве примера можно привести GPS Navstar [5]. Кодовая синхронизация отличается от синхронизации по преамбуле более высокой помехоустойчивостью. С другой стороны, если сигнал по какой-либо причине будет потерян, попытка найти его снова в ухудшившихся условиях приема может не удалиться, в то время как кодовая синхронизация справилась бы со своей задачей. Также отрицательным свойством кодовой синхронизации является более сложная реализация.

**Синхронизация с использованием гармонических сигналов.** Использование гармонических сигналов в качестве посылки синхронизации позволяет снять ограничение на требуемую полосу частот. При этом алгоритм обработки сигнала синхронизации достаточно просто реализуем. Проблема фазовой неоднозначности может быть разрешена с помощью многошкального измерения фазы [3]. Применяют различные способы создания многошкальных сигналов:

- Используют одну частоту в качестве несущей и модулирующую ее вторую частоту.
- Передают более одной гармонической составляющей и расширяют интервал однозначного определения фазы за счет работы на разностной частоте. Так, если основной является частота  $f_0$ , то для расширения интервала однозначного определения фазы в  $K$  раз используется дополнительная частота  $f_1$ , определяемая из соотношения

$$K = f_0 / (f_0 - f_1).$$

- Передают более двух гармонических составляющих и измеряют фазы на каждой частоте. При этом разность полученных фаз соответствует значению фазы на разностной частоте, что позволяет расширить интервал однозначного измерения.

Рассмотрим реализацию последнего из указанных подходов. Пусть основная частота равна  $\omega_0$ . За счет расхождения шкал синхронизации на этой частоте возникает расхождение фаз

<sup>1</sup> <http://riscom-etu.spb.ru>

$$\phi_0 = \omega_0 t = 2\pi z_0 + \varphi_0,$$

где  $t$  – расхождение шкал синхронизации;  $z_0$  – количество циклов частоты  $f_0 = \omega_0 / (2\pi)$ ;  $\varphi_0 \in [0, 2\pi]$  – главное значение фазы, которое может быть измерено.

На второй частоте  $\omega_1$  расхождение фаз составляет  $\phi_1 = \omega_1 t = 2\pi z_1 + \varphi_1$ .

Тогда на разностной частоте  $\Omega = \omega_0 - \omega_1$  расхождение имеет вид

$$\begin{aligned} \phi_p &= \Omega t = (\omega_0 - \omega_1)t = \\ &= \omega_0 t - \omega_1 t = 2\pi(z_0 - z_1) + \varphi_0 - \varphi_1. \end{aligned} \quad (2)$$

Если период разностной частоты не меньше максимального расхождения шкал:  $2\pi/\Omega \geq t_{\max}$ , то отсчет фазы по такой разностной шкале получается однозначным. Если в интервале  $0 < t < t_{\max}$  выполняется условие  $[t/(2\pi)](\omega_0 - \omega_1) \leq 1$ , то  $n = z_0 - z_1$  равно 0 либо 1.

Из (2) следует, что фазовый отсчет по разностной однозначной сетке равен разности фазовых отсчетов по неоднозначным сеткам первичных частот:

$$\phi_p = \Omega t = 2\pi n + \varphi_0 - \varphi_1,$$

где

$$\begin{cases} n = 0, & |\varphi_0| > |\varphi_1|; \\ n = 1, & |\varphi_0| < |\varphi_1|. \end{cases}$$

Рассмотрим далее посылку синхронизации на основе трех частот. При этом выделим 6 этапов вычисления фаз, которые объединим в 3 группы:

1. Измерение фаз на первичных высоких частотах:

- измерение фазы  $\varphi_1$  на частоте  $f_1$ ;
- измерение  $\varphi_2$  на частоте  $f_2$ ;
- измерение  $\varphi_3$  на частоте  $f_3$ .

2. Определение фаз на частотах, являющихся разностями второй и первой, а также третьей и второй первичных частот:

- определение фазы  $\varphi_{21} = \varphi_2 - \varphi_1$  на разностной частоте  $f_{21} = f_2 - f_1$ ;
- определение фазы  $\varphi_{32} = \varphi_3 - \varphi_2$  на разностной частоте  $f_{32} = f_3 - f_2$ .

3. Определение фазы  $\varphi_F = \varphi_{32} - \varphi_{21}$  на второй разностной частоте  $f_F = f_{32} - f_{21}$ , являющейся разностью первых разностных частот:

Без ограничения общности для иллюстрации результатов далее приняты следующие частоты в составе посылки синхронизации:  $f_1 = 10$  кГц ( $x_1$ ),  $f_2 = 15$  кГц, ( $x_2$ ),  $f_3 = 20.2$  кГц ( $x_3$ ) (рис. 3). Такой набор частот позволяет при использовании второй разности фаз  $\varphi_F$  в широких пределах регулировать интервал однозначности фазы. Выбор частот в ДВ- и СВ-диапазонах не нарушает общности, поскольку, как известно [6], при переносе

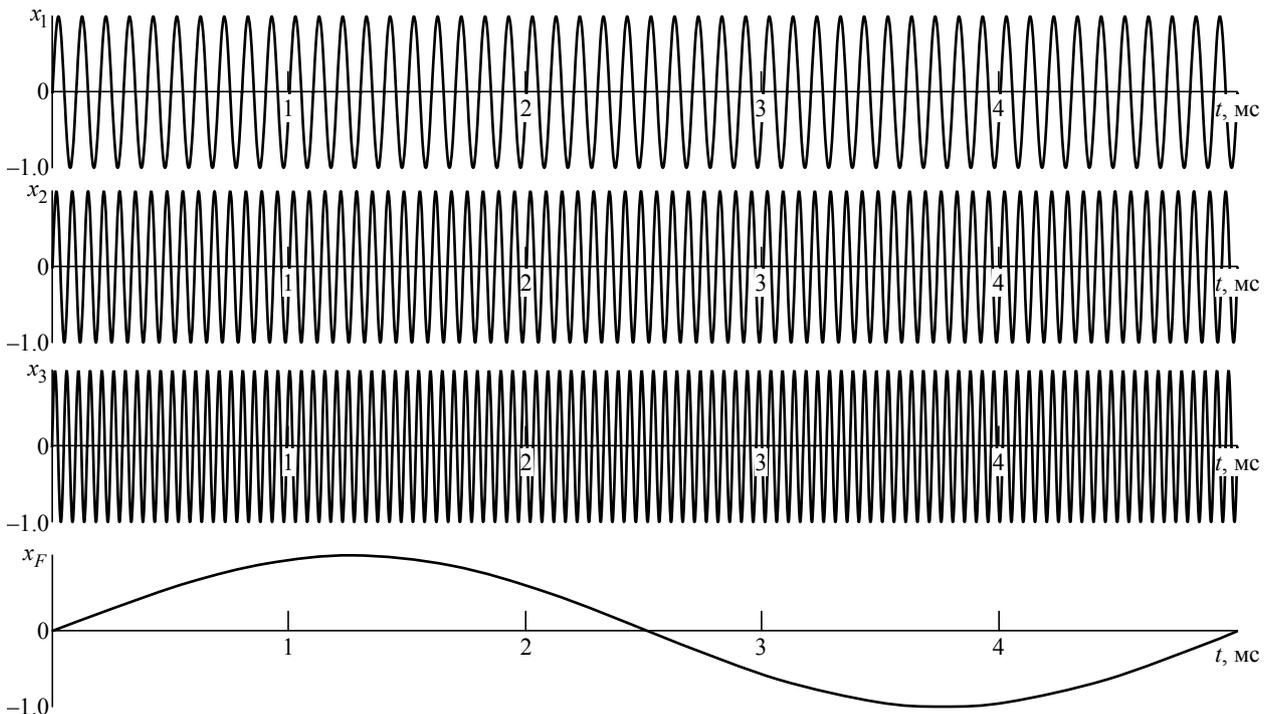


Рис. 3

спектра сигнала по частотной оси фазовые соотношения внутри него сохраняются.

При указанных первичных частотах имеем первые разностные частоты  $f_{21} = f_2 - f_1 = 5$  кГц,  $f_{32} = f_3 - f_2 = 5.2$  кГц и вторую разностную частоту  $f_F = f_{32} - f_{21} = 0.2$  кГц (см. рис. 3,  $x_F$ ).

Период второй разностной частоты  $T_F = 1/f_F = 5$  мс задает интервал однозначного отсчета. Это значение определяет максимальное время интегрирования, поскольку выход за его пределы означает переход на соседний период второй разностной частоты, что не позволяет ликвидировать неоднозначность.

Для восстановления тактовой синхронизации на приемной стороне определяется фаза  $\varphi_F$ , отражающая время расхождения принятого сигнала с опорными сигналами в корреляторах. Таким образом, рассматриваемый синхросигнал заменяет собой преамбулу тактовой синхронизации (см. рис. 2). Для обеспечения кадровой синхронизации используются полученное значение фазы и известный период второй разностной частоты, на основании которых рассчитывается ожидаемое время окончания сигнала синхронизации и начала информационной части кадра.

*Параметры посылки синхронизации.* В общем виде модель исследования многочастотной посылки синхронизации приведена на рис. 4. В канале связи полезный сигнал искажается аддитивным "белым" гауссовским шумом. Посылка синхронизации на входе канала связи показана на рис. 5, а, в

смеси с шумом при отношении сигнал/шум  $-8$  дБ на выходе канала связи – на рис. 5, б. Спектры посылки синхронизации до  $S_{вх}(f_c)$  и после искажения шумом  $S_{вых}(f_c)$  представлены на рис. 6, а и б соответственно ( $f_c$  – частота сигнала). При росте мощности шума спектр принимаемого сигнала постепенно вырождается в равномерный.

*Алгоритм оценивания фазы.* В качестве принимаемого из канала связи сигнала  $r(t)$  рассмотрим немодулированное несущее колебание  $A \sin(2\pi f_c t)$  в аддитивной смеси с гауссовской помехой  $n(t)$ , имеющей постоянную в полосе частот сигнала спектральную плотность мощности  $\sigma^2$ :

$$r(t) = A \sin(2\pi f_c t + \varphi) + n(t),$$

где  $A = \text{const}$ ;  $\varphi$  – неизвестная фаза. Определим максимально правдоподобную оценку  $\hat{\varphi}$ , которая максимизирует функцию правдоподобия [1]:

$$\Lambda(\varphi) = \frac{2A}{\sigma^2} \int_0^{T_0} r(t) \sin(2\pi f_c t + \varphi) dt, \quad (3)$$

где  $T_0$  – интервал наблюдения.

Необходимым условием максимума (3) относительно  $\varphi$  является равенство нулю первой производной

$$\left[ \frac{d\Lambda(\varphi)}{d\varphi} \right]_{\varphi=\hat{\varphi}} = 0,$$

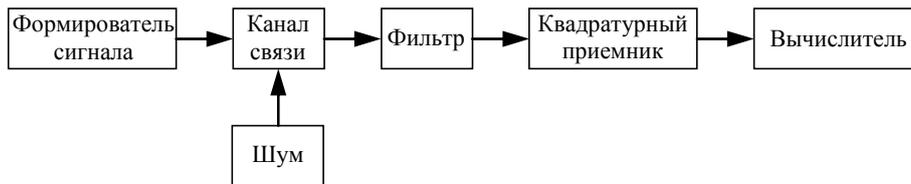


Рис. 4

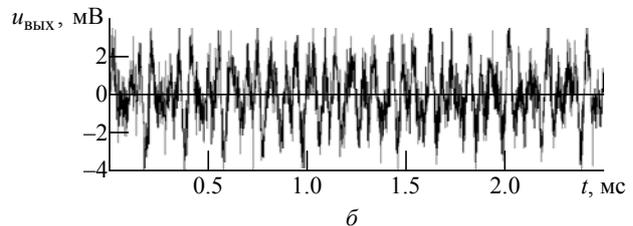
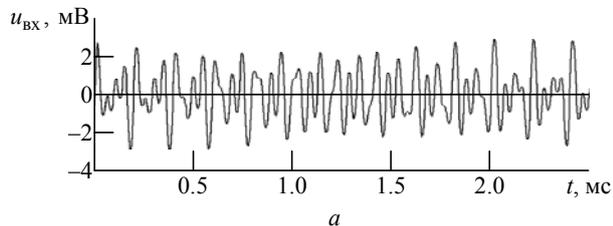


Рис. 5

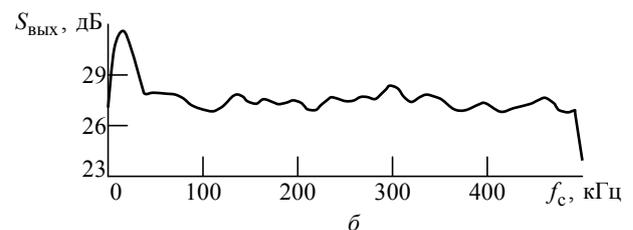
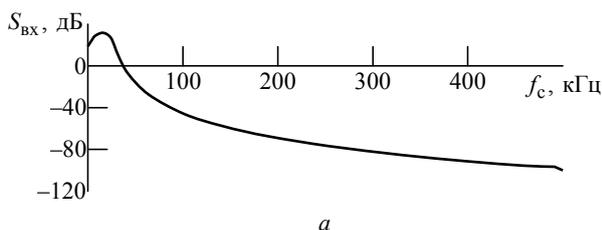


Рис. 6

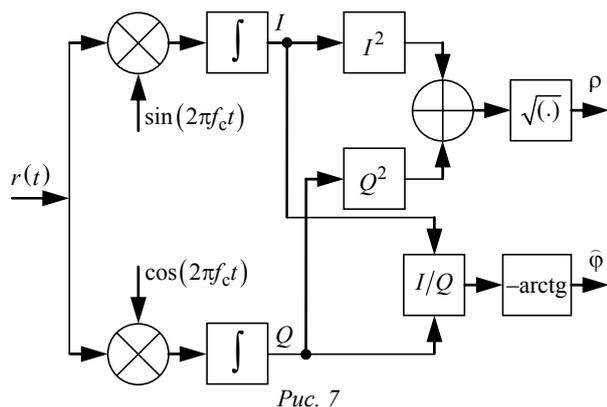


Рис. 7

что равносильно выполнению условия

$$\int_0^{T_0} r(t) \sin(2\pi f_c t + \hat{\varphi}) dt = 0.$$

Тогда максимально правдоподобная оценка определяется как

$$\hat{\varphi} = -\arctg(I/Q), \quad (4)$$

где

$$I = \int_0^{T_0} r(t) \sin(2\pi f_c t) dt; \quad Q = \int_0^{T_0} r(t) \cos(2\pi f_c t) dt$$

– квадратурные сигналы.

Таким образом, оптимальным по критерию максимума правдоподобия устройством является квадратурный приемник (рис. 7). Амплитуда сигнала накопления формируется как

$$\rho = \sqrt{I^2 + Q^2},$$

а его фаза – по (4).

На рис. 8 представлены зависимости амплитуды сигнала от времени накопления. При больших отношениях "сигнал/шум"  $\gamma = A/\sigma$  (кривая 1,  $\gamma = 10$  дБ) зависимость приближается к линейной, с уменьшением этого отношения (кривая 2,  $\gamma = -5$  дБ) линейность ухудшается.

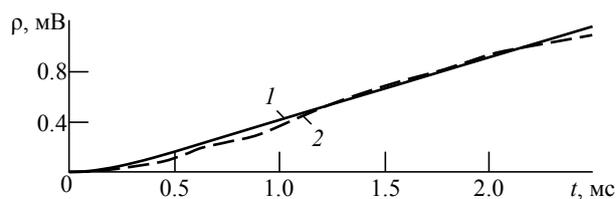


Рис. 8

*Характеристики помехоустойчивости.* Рассмотрим вероятность ошибки разрешения многозначности при переходе с более грубой шкалы синхронизации на частоте  $\omega_k$  на менее грубую шкалу на частоте  $\omega_{k+1}$ . Пусть  $W(\varphi_k)$  – плотность распределения оценки  $\hat{\varphi}_k$  на частоте  $\omega_k$ . Тогда вероятность ошибки перехода

$$P_{\text{ош}_{k \rightarrow k+1}} = 1 - \int_{(\hat{\varphi}_{k+1} - \pi)/K_{k \rightarrow k+1}}^{(\hat{\varphi}_{k+1} + \pi)/K_{k \rightarrow k+1}} W(\hat{\varphi}_k) d\hat{\varphi}_k, \quad (5)$$

где  $\hat{\varphi}_{k+1}$  – оценка фазы на частоте  $\omega_{k+1}$ ;  $K_{k \rightarrow k+1} = \omega_k / \omega_{k+1}$  – отношение частот. Из (5) следует, что для уменьшения значения  $P_{\text{ош}_{k \rightarrow k+1}}$  необходимо накапливать отсчеты входного сигнала в течение достаточного времени, увеличивая отношение "сигнал/шум" и снижая тем самым  $W(\varphi_k)$ .

Плотность распределения оценки фазы при  $\gamma < 1$  имеет вид [7]

$$W(\hat{\varphi}) = \frac{1}{2\pi} + \frac{A}{2\sigma_\varphi \sqrt{2\pi}} \cos(\hat{\varphi} - \varphi_0), \quad (6)$$

где  $\sigma_\varphi$  – среднееквадратическое значение отсчета фазы, а с ростом этого отношения ( $\gamma > 5$ ) приближается к нормальному распределению:

$$W(\hat{\varphi}) = \frac{A}{\sigma_\varphi \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{A^2}{2\sigma_\varphi^2} (\hat{\varphi} - \varphi_0)^2\right]. \quad (7)$$

На рис. 9 представлены плотности распределения вероятности оценки фазы  $W_{32}$  и  $W_F$  при

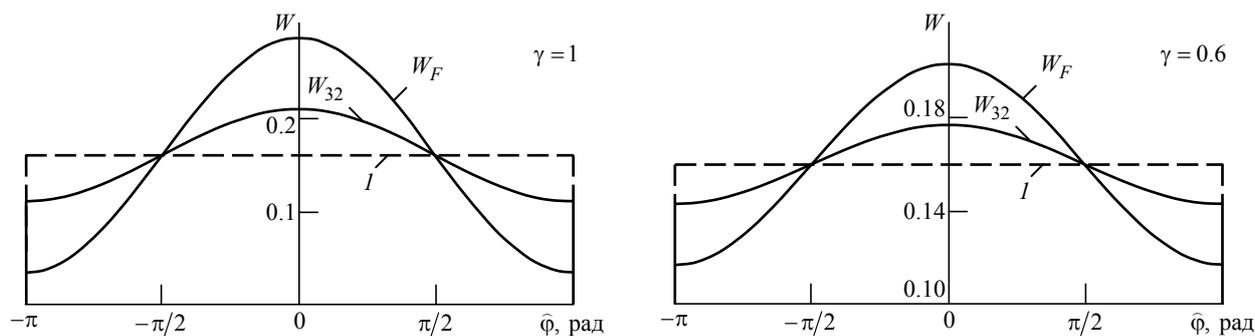


Рис. 9

$\gamma = 1$  и  $0.6$ . Линии  $l$  на рисунке отображают равномерное распределение с уровнем  $1/(2\pi)$ , к которому сходятся распределения при  $\gamma \rightarrow 0$ .

Основываясь на соотношениях для вероятности ошибки разрешения многозначности (5) и на распределении фазы при малых отношениях "сигнал/шум" (6) можно показать, что для рассмотренного трехчастотного сигнала справедливо соотношение

$$P_{\text{ош}_{F \rightarrow 3}} = 1 - (1 - P_{\text{ош}_{F \rightarrow 32}})(1 - P_{\text{ош}_{32 \rightarrow 3}}). \quad (8)$$

Коэффициенты пропорциональности составляют  $K_{F \rightarrow 32} = 26$ ,  $K_{32 \rightarrow 3} = 3.9$ . Из (5) находим вероятности ошибок  $P_{\text{ош}_{32 \rightarrow 3}} = 0.691$ ,  $P_{\text{ош}_{F \rightarrow 32}} = 0.92$ . Тогда из (8) имеем  $P_{\text{ош}_{F \rightarrow 3}} = 0.975$ , что не обеспечивает работоспособность системы синхронизации.

Полученный результат связан, в частности, с большим значением коэффициента  $K_{F \rightarrow 32}$ , поэтому далее изменим набор частот многошкальной гармонической посылки синхронизации.

Рассмотрим ситуацию с высоким отношением "сигнал/шум" ( $\gamma = 10$ ,  $\sigma = 0.1$ ). В дальнейших расчетах принята плотность распределения вероятности оценки фазы по (7) [7].

Рассмотрим набор частот  $f_1 = 10$  кГц,  $f_2 = 15$  кГц,  $f_3 = 20.4$  кГц. Для этого набора на основании (5) и (8) получим  $P_{\text{ош}_{32 \rightarrow 3}} = 5.04 \cdot 10^{-9}$ ,  $P_{\text{ош}_{F \rightarrow 32}} = 0.245$ ,  $P_{\text{ош}_{F \rightarrow 3}} = 0.245$ .

$\gamma$		$\sigma$	$f_3, \text{кГц}$		
			20.2	20.4	20.5
-	дБ		$P_{\text{ош}_{F \rightarrow 3}}$		
10.0	10.00	0.100	0.546	0.245	0.153
11.1	10.46	0.090	0.502	0.196	0.113
12.5	10.97	0.080	0.450	0.146	0.074
14.3	11.55	0.070	0.388	0.096	0.041
16.7	12.22	0.060	0.314	0.052	0.017
20.0	13.00	0.050	0.227	0.020	$4.3 \cdot 10^{-3}$
25.0	13.98	0.040	0.131	$3.6 \cdot 10^{-3}$	$3.6 \cdot 10^{-4}$
28.6	14.56	0.035	0.084	$8.8 \cdot 10^{-4}$	$4.5 \cdot 10^{-5}$
33.3	15.23	0.030	0.044	$1.0 \cdot 10^{-4}$	$1.9 \cdot 10^{-6}$
35.7	15.53	0.028	0.031	$3.2 \cdot 10^{-5}$	$3.4 \cdot 10^{-7}$
38.4	15.85	0.026	0.020	$7.6 \cdot 10^{-6}$	$4.0 \cdot 10^{-8}$
41.7	16.20	0.024	0.012	$1.2 \cdot 10^{-6}$	$2.7 \cdot 10^{-9}$
45.5	16.58	0.022	0.006	$1.2 \cdot 10^{-7}$	$8.5 \cdot 10^{-11}$
47.6	16.78	0.021	0.004	$3.0 \cdot 10^{-8}$	$1.0 \cdot 10^{-11}$
50.0	17.00	0.020	0.002	$9.2 \cdot 10^{-9}$	$9.0 \cdot 10^{-13}$

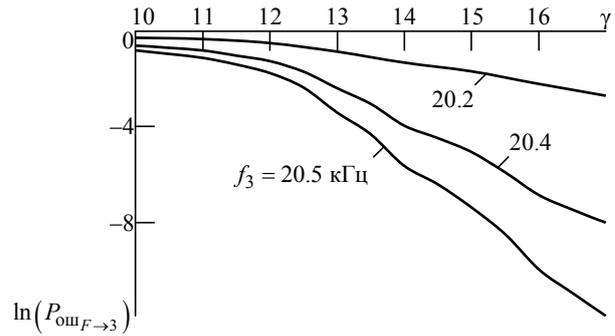


Рис. 10

Значения  $P_{\text{ош}_{F \rightarrow 3}}(\gamma)$  для указанного набора частот, а также для наборов, отличающихся выбором частоты  $f_3$ , приведены в таблице. Графически эти результаты представлены на рис. 10 в виде зависимостей  $\ln(P_{\text{ош}_{F \rightarrow 3}})(\gamma)$ .

Исходя из таблицы и конкретных требований к значению ошибки можно оценить необходимую энергию сигнала относительно "белого" шума. Требования к минимальному отношению "сигнал/шум" имеются, например, в GSM, где это значение равно 17 дБ.

Плотность распределения вероятностей оценки фазы на частотах гармонической посылки синхронизации при этом значении отношения представлена на рис. 11. Для сравнения там же приведены зависимости для вдвое большего ( $\gamma = 34$  дБ) и вдвое меньшего ( $\gamma = 8.5$  дБ) значений, что приводит к увеличению и уменьшению вероятности ошибочного разрешения многозначности соответственно и аналогично к уменьшению и увеличению коэффициентов перехода между частотами.

С другой стороны, дальнейшее уменьшение, в частности  $K_{F \rightarrow 32}$ , равносильно сокращению интервала однозначного определения фазы, который в рассмотренной задаче является максимальным временем накопления отсчетов импульса. При этом сигнал может не превысить порог за время накопления, т. е. увеличится вероятность пропуска сигнала. Если же для поддержания зна-

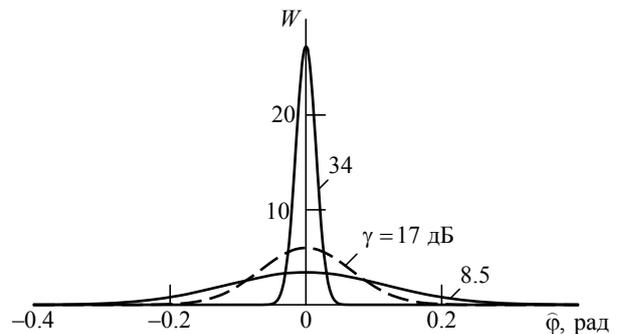


Рис. 11

чения этой вероятности снизить порог обнаружения, то увеличится вероятность ошибочного разрешения многозначности – перехода на соседний период при согласовании отсчетных шкал [7]. Следовательно, существенное снижение вероятно-

сти  $P_{\text{ош}_{F \rightarrow 3}}$  невозможно. Таким образом, в каждом конкретном случае необходимо искать компромисс между точностью вычисления фазы и вероятностью ошибочного разрешения многозначности.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Прокис Д. Цифровая связь / пер. с англ.; под ред. Д. Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.
2. Варакин Л. Е. Системы связи с широкополосными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.
3. Кинкулькин И. Е., Рубцов В. Д., Фабрик М. А. Фазовый метод определения координат. М.: Сов. радио, 1979. 280 с.
4. Вудворд Ф. М. Теория вероятностей и теория информации с применениями в радиолокации. М.: Сов. радио, 1965. 128 с.
5. Яценков В. С. Основы спутниковой навигации. Системы GPS NAVSTAR и ГЛОНАС. М.: Горячая линия–Телеком, 2005. 272 с.
6. Астафьев Г. П., Шебшаевич В. С., Юрков Ю. А. Радиотехнические средства навигации летательных аппаратов. М.: Сов. радио, 1962. 963 с.
7. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.

A. K. Shashkin

*Saint-Petersburg state electrotechnical university "LETI"*

### **Polyranger signal for synchronization restoration in discrete communication canal**

*The structure of synchronization restoration signal (SRS) in discrete communication canals is considered. SRS is constructed on base of package with three frequency harmonics, allowing to change over a wide range an interval of ambiguous counting. Researches of a noise stability of such parcel and the recommendation about application of a parcel are given in channels of transfer of discrete messages.*

Synchronization parcels, multifrequency synchronization parcels, algorithms of phase ambiguity permission, noise stability of phase information transmission

Статья поступила в редакцию 11 ноября 2014 г.



УДК 621.396.96

В. М. Кутузов

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

## Многополосный режим автоколебаний в РЛС с положительной обратной связью

*Предложен и проанализирован многополосный режим автоколебаний в РЛС с положительной обратной связью (ПОС) через пространство и цель, не ухудшающий характеристики скрытности работы при параллельном обзоре пространства по дальности. Показаны преимущества РЛС с ПОС по сравнению с известной схемой на основе кодового разделения каналов приема.*

**РЛС с пространственной обратной связью, автогенератор с запаздыванием, многоканальный режим, частотное разделение каналов, энергетическая скрытность работы**

Основным преимуществом РЛС с положительной обратной связью (ПОС) через пространство и цель является высокая энергетическая и информационная скрытность их работы, поскольку при отсутствии целей в зоне обзора излучаются маломощные собственные шумы системы, а мощность автоколебаний нарастает только при появлении цели в просматриваемом элементе дистанции [1]. Физическая модель таких радиолокационных станций представляет собой автогенератор с задержанной положительной обратной связью [2]. Автоколебания в такой системе могут возникать на регулярной сетке частот  $F_n = n/T$ , где  $n$  – целое положительное число;  $T$  – задержка сигнала в петле обратной связи. Если полоса фильтра в цепи обратной связи  $\Delta f \geq 1/T$ , выполнение баланса фаз гарантировано. При наличии цели с достаточной эффективной площадью рассеяния (ЭПР) и компенсации потерь на трассе распространения сигнала за счет усиления в приемопередающем тракте радиолокатора выполняется условие баланса амплитуд. При этом результирующий коэффициент усиления в петле обратной связи  $K_{OC} \geq 1$  и в замкнутой системе "РЛС–пространство–цель" возникают экспоненциально нарастающие автоколебания. Скорость нарастания автоколебаний тем выше, чем больше коэффициент усиления в петле обратной связи  $K_{OC}$ , и обратно пропорциональна времени задержки  $T$ .

Очевидно, что при любых  $K_{OC} \geq 1$  и  $\Delta f \geq 1/T$  нарастание автоколебаний в системе с задержанной обратной связью не может происходить быстрее, чем время циркуляции сигнала в петле обратной связи. Следовательно, время задержки  $T$  выступает в роли интервала дискретизации, необходимого, по аналогии с теоремой Котельникова, для однозначного представления нарастающих автоколебаний в системе. Последнее обстоятельство делает целесообразным анализ переходных процессов в РЛС с ПОС в нормированном к длительности задержки безразмерном времени  $\theta = t/T$ .

Для измерения и разрешения целей по дальности в РЛС с ПОС используется модуляция узкополосного шума на выходе фильтра сигналом  $z(t)$  и последующая корреляционная обработка задержанного на интервал времени  $\tau$  отраженного сигнала  $x(t - \tau)$  в приемнике [1]. Модулированный сигнал  $x(t)$  имеет спектр шириной  $\Delta F \gg \Delta f$ , достаточный для обеспечения заданного разрешения по дальности. При этом баланс амплитуд, необходимый для возникновения автоколебаний, возможен только в том случае, если задержка отражаемого целью нарастающего сигнала соответствует задержке опорного сигнала коррелятора. В этом случае происходит демодуляция и сжатие энергии принимаемого сигнала в спектральной области, полностью попадающей в узкополосный фильтр обратной связи. Для просмотра всех эле-

ментов дальности необходимо последовательно изменять задержку поступающего на коррелятор опорного сигнала от  $\tau_{\min}$  до  $\tau_{\max}$ . Для попадания одной из возможных частот автоколебаний в полосу прозрачности узкополосного фильтра и гарантии выполнения баланса фаз в тракт приема должна быть включена дополнительная линия задержки, время задержки которой необходимо изменять в зависимости от просматриваемого элемента дистанции так, чтобы выполнялось условие

$$\tau_q + \tau_a = T = 1/\Delta f, \quad (1)$$

где  $\tau_q$  – ожидаемая пространственная задержка сигнала в  $q$ -м канале дальности;  $\tau_a$  – дополнительная аппаратная задержка.

Структурная схема РЛС с ПОС со сложномодулированным квазинепрерывным сигналом и последовательной корреляционной обработкой представлена на рис. 1 [2]. РЛС содержит усилитель мощности УМ, работающий в линейном режиме, и малозумящий усилитель МУ. Выход УМ и вход МУ подключены через антенный переключатель АП к приемопередающей антенне. Управляет работой АП кодирующее устройство КУ, которое также вырабатывает модулирующий сигнал  $z(t)$ , управляющий модулятором М, и задержанную копию этого сигнала  $z(t - \tau_0)$ , управляющую коррелятором Кр. Линия задержки ЛЗ обеспечивает выполнение условия (1), гарантируя попадание возможной частоты автогенерации в полосу прозрачности фильтра Ф. Принципиальным отличием РЛС с ПОС от традиционных когерентных РЛС является то, что выход приемного тракта через узкополосный фильтр Ф обратной связи замкнут по высокой частоте с входом передающего тракта, что делает эту систему неустойчивой при появлении цели в просматриваемом элементе пространства. Нарастание автоколебаний является признаком наличия цели в просматриваемом элементе пространства. Нарастающие автоколебания на выходе узкополосного фильтра Ф сравниваются в пороговом устройстве ПУ с порогом,

выбираемым исходя из требуемой вероятности ложной тревоги. После окончания времени анализа  $T_a > T$  фильтр обратной связи Ф разряжается по сигналу решающего устройства РУ. Значение  $T_a$  может быть постоянным порядка  $(10...30)T$ , однако на практике чаще анализ обрывают по достижении нарастающим сигналом автоколебаний порога обнаружения. Это обеспечивает более высокую скрытность работы РЛС с ПОС, поскольку не достигается максимальная мощность излучения.

Очевидным недостатком такой схемы построения РЛС с ПОС является последовательный просмотр каналов по дальности, что при их большом количестве существенно замедляет темп обзора пространства. В принципе, в РЛС с ПОС возможен импульсный режим работы, обеспечивающий многоканальный обзор пространства по дальности, однако в этом случае фильтр обратной связи должен быть широкополосным, поскольку его полоса должна быть согласована с длительностью излучаемого импульса  $\tau_{\text{и}}$ :  $\Delta f \geq 1/\tau_{\text{и}}$ . Экспоненциально нарастающие автоколебания в каждом дальностном канале, в котором присутствует своя цель с достаточной ЭПР, примут импульсный характер с периодом следования импульсов  $T_{\text{и}} = T$ , однако импульсы не будут совпадать во времени, что и обеспечит независимое возникновение колебаний в каналах дальности. К сожалению, импульсный режим работы РЛС с ПОС практически сводит на нет ее преимущества в скрытности работы по сравнению с обычными РЛС, поскольку для обеспечения той же средней мощности излучения  $P_{\text{изл}}$  импульсная мощность излучаемых шумов должна быть увеличена пропорционально скважности импульсов  $Q = T_{\text{и}}/\tau_{\text{и}}$ .

Теоретически в РЛС с ПОС возможна организация многоканального обзора пространства по дальности за счет тиражирования корреляционных каналов приема, каждый из которых настроен на определенную просматриваемую дальность (задержку отраженного сигнала), однако эквивалентной физической моделью в этом случае становится автогенератор с многопетлевой задержанной обратной связью [3]. Поскольку задержки в различных каналах дальности с точностью до длины волны несущего колебания неизвестны, сложно предсказать взаимное влияние каналов на возникающие в них автоколебания. Более того, даже из-за незначительного разброса суммарных

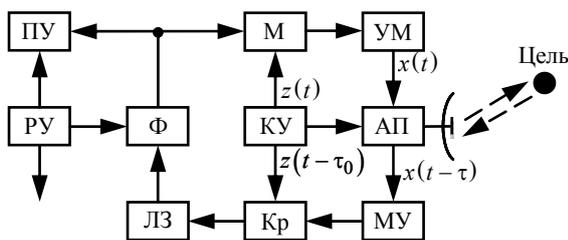


Рис. 1

задержек в каналах приема сетка возможных частот автоколебаний  $f_n$  также будет различной, что приведет к возможности возникновения колебаний на разных частотах  $f_n \pm \delta f_q$ , где  $\delta f_q < \Delta f / 2$  – разброс частоты генерации в пределах полосы прозрачности фильтра обратной связи;  $q$  – номер канала дальности. Можно показать [3], что результирующие автоколебания в многопетлевой системе сложным образом зависят как от баланса амплитуд, определяемого  $K_{OC}$ , так и от баланса фаз, определяемого  $\tau_q$ , в каждом канале дальности. Это приводит к непредсказуемым изменениям вероятностей ложной тревоги и правильного обнаружения целей в различных каналах дальности.

Уменьшить негативное взаимное влияние возникающих в каналах дальности автоколебаний можно использованием кодового разделения каналов, для чего в каждый канал необходимо включить отдельный модулятор с индивидуальным опорным модулирующим сигналом  $z_q(t)$  и с последующим суммированием выходных сигналов отдельных каналов в сумматоре  $\Sigma$ . Структурная схема РЛС с ПОС с кодовым разделением каналов представлена на рис. 2 (блоки ПУ и РУ в каждом канале для упрощения опущены). Для каждого канала дальности должен существовать свой зондирующий сигнал  $x_q(t)$ ,  $q = 1, 2, \dots, Q$ , причем все сигналы в совокупности должны образовывать ортогональную систему.

К сожалению, необходимость обеспечения ортогональности сигналов в полосе частот  $\Delta f$  при квазинепрерывном режиме работы РЛС на одну антенну и различной скорости нарастания автоколебаний в разных каналах дальности делает эту задачу

трудноразрешимой. Возможна постановка подоптимальной задачи поиска квазиортогональной системы сигналов с уровнем боковых лепестков взаимной функции неопределенности, обеспечивающим снижение взаимного влияния каналов дальности. Недостаток такой постановки заключается в том, что организованный таким образом многоканальный обзор пространства по дальности в РЛС с ПОС приводит к увеличению в  $K$  раз спектральной плотности мощности излучаемых шумов в полосе сигнала на первоначальном этапе возникновения автоколебаний, а также при отсутствии целей в зоне обзора [4]. Это существенно снижает показатели энергетической скрытности РЛС с ПОС, являющиеся ее основным преимуществом по сравнению с обычными РЛС.

Более эффективное решение заключается в частотном разделении каналов дальности. В этом случае в качестве фильтров обратной связи в схеме РЛС с ПОС (рис. 3) необходимо использовать узкополосные фильтры с одинаковой полосой пропускания  $\Delta f = \text{const}$ , каждый из которых настроен на одну из возможных, но не повторяющихся частот генерации  $f_1, f_2, \dots, f_q, \dots, f_Q$ .

При этом необходимо обеспечить частотный разнос соседних узкополосных фильтров не менее чем на ширину спектра модулированного сигнала  $\Delta F$ :

$$|f_{q+1} - f_q| \geq \Delta F, \quad (2)$$

что обеспечивает независимое возбуждение колебаний в каждом канале дальности. При этом для каждого канала дальности при замыкании петли обратной связи через пространство и цель баланс фаз и баланс амплитуд носят индивидуальный характер. Выполнение баланса фаз по-прежнему гарантируется соблюдением условия (1). Для выполнения баланса амплитуд необходимо, чтобы сум-

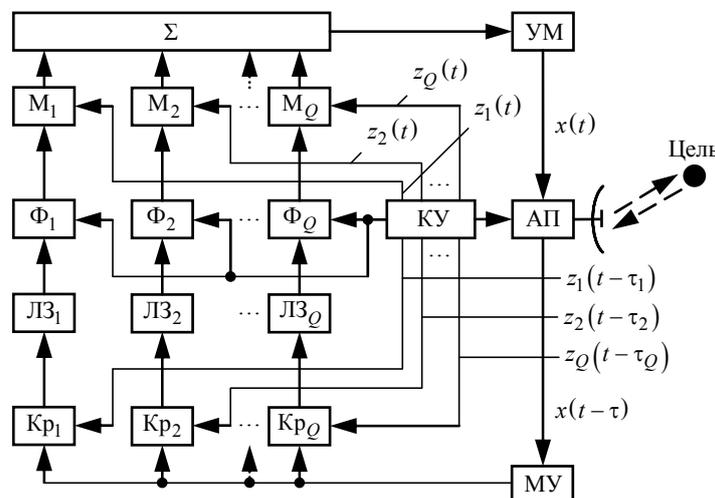


Рис. 2

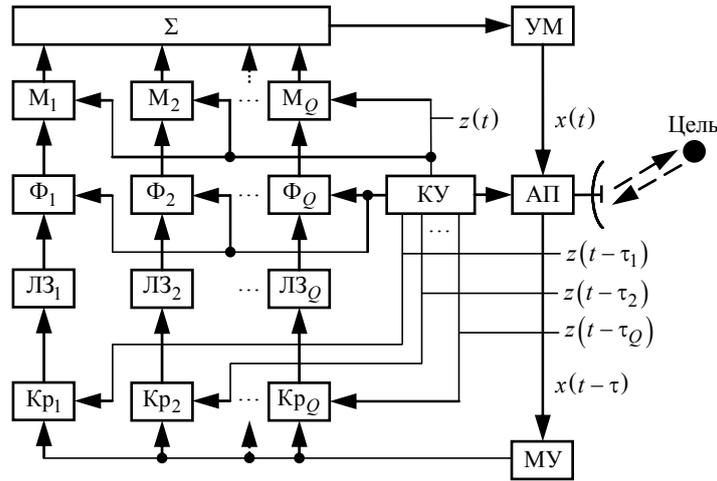


Рис. 3

марный коэффициент усиления в петле обратной связи  $K_{OC} \geq 1$ . Это эквивалентно условию компенсации потерь сигнала на трассе распространения "пространство-цель" за счет усиления сигнала в приемопередающем тракте РЛС. Требуемый коэффициент усиления в тракте РЛС определяется как  $K \geq P_{изл}/P_{пр}$ , где  $P_{изл}$  – выходная мощность, излучаемая в пространство передающим блоком;  $P_{пр}$  – мощность собственных шумов приемного блока в полосе  $\Delta f$ . На основе известного уравнения радиолокации минимальное значение  $K_{min}$ , при котором  $K_{OC} = 1$ , можно определить как

$$K_{min} = \frac{(4\pi)^3 R_q^4 \gamma^2 W_q}{G^2 \lambda^2 \sigma}, \quad (3)$$

где  $R_q$  – дальность до цели в  $q$ -м канале;  $\gamma$  – ослабление мощности сигнала на трассе распространения;  $W_q \leq 1$  – значение нормированной функции приема квазипрерывного сигнала для  $q$ -го канала дальности при работе на одну антенну [1];  $G$  – коэффициент усиления приемопередающей антенны;  $\lambda$  – длина волны несущего колебания;  $\sigma$  – эффективная площадь рассеяния цели. При этом предполагается, что все каскады приемопередающего тракта в момент возникновения и нарастания автоколебаний согласованы по уровню входных и выходных шумов и работают в линейном режиме.

Как следует из выражения (3), РЛС с ПОС обладает уникальным свойством – ее характеристики обнаружения и, следовательно, дальность действия не зависят от чувствительности приемника, а определяются только суммарным коэффициентом усиления приемопередающих цепей и антенного устройства [5]. Физическая сущность этого свойства

очевидна: снижение чувствительности приемника РЛС эквивалентно увеличению мощности шумов приемника, которые, после соответствующего усиления, поступают в передатчик и обеспечивают более высокую мощность излучаемого сигнала.

Выполнение баланса фаз и амплитуд в  $q$ -м канале приводит к появлению экспоненциально нарастающих автоколебаний в полосе прозрачности фильтра обратной связи в соответствующем канале обработки сигналов по дальности. При обнаружении нарастающих автоколебаний – признака наличия цели – возможно их досрочное прерывание в узкополосных фильтрах обратной связи, что гарантирует работу блоков РЛС в линейном режиме. При этом время анализа  $T_a$  возникающих автоколебаний во всех  $Q$  каналах дальности должно быть согласовано с суммарным временем задержки  $T$ . Как правило, на практике достаточным для надежного возникновения автоколебаний и их обнаружения является значение  $T_a = (10 \dots 30) T$ .

Суммарная ширина спектра излучаемого шумового сигнала  $\Delta F_\Sigma$  при частотном разделении каналов дальности составляет  $\Delta F_\Sigma = Q \Delta F$  при условии, что расстояние между соседними каналами постоянно и равно  $\Delta F$ , а расстояние между крайними каналами –  $(Q - 1) \Delta F$  (рис. 4). Сравни-

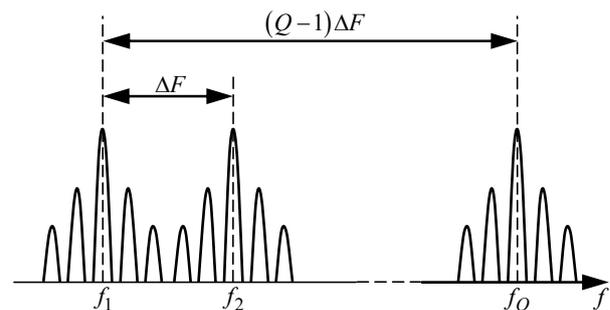


Рис. 4

вая спектральный состав излучаемых колебаний при кодовом и при частотном разделении каналов дальности в РЛС с ПОС, можно сделать вывод о более высокой скрытности второго варианта, по-

скольку как при отсутствии целей в зоне обзора, так и на начальном этапе возникновения автоколебаний энергия сигнала распределена в более широкой полосе частот.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Морская радиолокация / В. А. Генкин, В. И. Винокуров, С. П. Калениченко и др.; под ред. В. И. Винокурова. Л.: Судостроение, 1986. 256 с.

2. Попов В. Н., Щербак В. И. Линейный этап установления автоколебаний в генераторе с запаздыванием // Изв. ЛЭТИ. 1977. Вып. 215. С. 22–24.

3. Яковлев В. Н. Генераторы с многопетлевой обратной связью. М.: Связь, 1973. 278 с.

4. Пат. RU 113018 U1 МПК G01S7/28 (2006.01). Радиолокационная станция с положительной обратной связью через цель / С. П. Калениченко, В. А. Сокольников. Опубл. 27.01.2012. Бюл. № 3.

5. Кутузов В. М. Применение авторегрессионных моделей в РЛС с положительной обратной связью // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". Сер. Радиэлектроника и телекоммуникации. 2005. Вып. 1. С. 37–41.

V. M. Kutuzov

Saint-Petersburg state electrotechnical university "LETI"

### A multiband self-oscillation mode in radar with a positive feedback

*A multiband self-oscillation mode in radar with a positive space and target feedback (PFB) is suggested and analyzed. It does not degrade characteristics of emission security in case of parallel space range surveillance. The suggested design of radar with PFB is compared with the known one on the basis of code division of the receive chains. The advantages of radar with PFB are shown.*

Radar with spatial feedback, active oscillator with a delay, multichannel mode, frequency division of channels, power emission security

Статья поступила в редакцию 21 января 2015 г.

УДК 621.396.667

Г. С. Нахмансон, Д. В. Бучнев, А. В. Суслин

Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина  
(Воронеж)

## Атмосферные искажения траекторий распространения излучения в каналах глиссады радиотехнических систем посадки воздушных судов

*Рассмотрены искажения траекторий распространения излучения антенн радиотехнических систем, обеспечивающих каналы глиссады для посадки воздушных судов, обусловленные атмосферной рефракцией. Получены аналитические выражения для построения траекторий распространения излучения. По данным температурно-ветрового зондирования атмосферы рассчитаны траектории распространения излучения и плотности распределения вероятностей их угловых отклонений от номинального угла глиссады на различных дальностях. Определены интервалы углового разброса траекторий относительно линии глиссады для фиксированных достоверных вероятностей.*

### Показатель преломления, глиссада, радиотехническая система посадки, траектория распространения излучения, рефракционная ошибка

При совершении посадки воздушных судов (ВС) траектория их снижения (глиссада) к взлетно-посадочной полосе определяется углом наклона излучения антенны канала глиссады радиотехниче-

ской системы посадки (РТСП). Так как угол наклона излучения антенн каналов глиссады относительно земной поверхности невелик ( $2^{\circ}40' \dots 3^{\circ}15'$ ), на траекторию распространения излучения в атмосфере

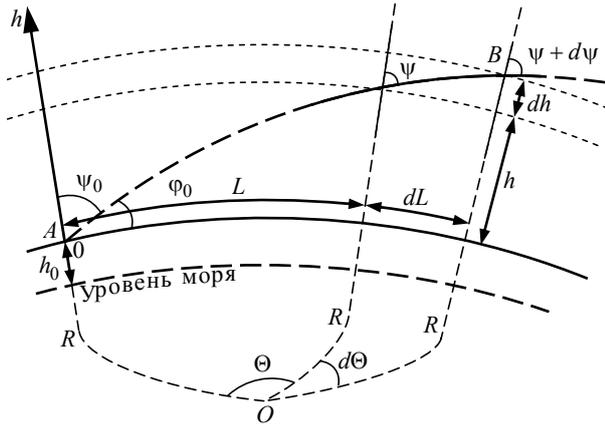


Рис. 1

может влиять изменение показателя преломления с высотой (его вертикальный профиль).

Целью настоящей статьи является оценка влияния изменения показателя преломления в приземном слое атмосферы с высотой на траектории распространения излучения в канале глиссады РТСП воздушных судов.

Будем считать земную поверхность сферической (рис. 1), а вертикальную ось  $h$ , проходящую через центр Земли  $O$  с началом на поверхности земли в точке  $A$ , направленной вверх перпендикулярно плоскости, касательной к земной поверхности. Атмосферу будем рассматривать в виде совокупности тонких сферических слоев с постоянным в пределах каждого слоя показателем преломления, зависимость которого от высоты определяется функцией  $n(h)$ . В этом случае при размещении РТСП в точке  $A$  на поверхности Земли на высоте  $h_0$  над уровнем моря излучение радиоволн происходит под углом  $\varphi_0$  к плоскости, перпендикулярной в точке  $A$  радиусу-вектору, проведенному из точки  $O$ . Тогда угол между касательной к траектории распространения излучаемых радиоволн и перпендикуляром к земной поверхности в точке  $A$  составляет  $\psi_0 = \pi/2 - \varphi_0$ .

Показатель преломления атмосферы для электромагнитных волн радиодиапазона определяется выражением [1], [2]:

$$n = 1 + 10^{-6} N = 1 + 10^{-6} (77.6/T)(p + 4810e/T), \quad (1)$$

где  $N$  – показатель преломления в  $N$ -единицах;  $T$  – абсолютная температура, К;  $p$  – атмосферное давление, гПа;  $e$  – парциальное давление водяного пара, гПа.

Изменение атмосферного показателя преломления с высотой  $h$  вызывает изменение угла  $\psi$  между касательной к траектории распространения из-

лучения и направлением радиуса-вектора, проведенного из центра Земли  $O$ , во всех точках траектории распространения. Связь изменения угла  $\psi$  с высотой  $h$  и показателем преломления в этом случае описывается соотношением закона преломления для сферически-слоистых сред [3]–[5]:

$$n_0 (R + h_0) \sin \psi_0 = n(h) (R + h_0 + h) \sin \psi, \quad (2)$$

где  $n_0 = n(0)$  – показатель преломления у земной поверхности;  $R$  – радиус Земли.

Выбрав в качестве независимой переменной центральный угол  $\Theta$  относительно центра Земли между радиальными направлениями на точку нахождения РТСП и на рассматриваемую точку  $B$  траектории распространения радиоволн и дифференцируя (2) по  $\Theta$ , получим

$$-\frac{d\psi}{d\Theta} = \left[ \frac{dn(h)}{d\Theta} \frac{1}{n(h)} + \frac{1}{R + h_0 + h} \frac{dh}{d\Theta} \right] \operatorname{tg} \psi. \quad (3)$$

Из рис. 1 следует, что в любой точке траектории  $dh \cdot \operatorname{tg} \psi = (R + h_0 + h) d\Theta$  и выражение (3) можно представить в виде

$$-\frac{d\psi}{d\Theta} = 1 + \frac{R + h_0 + h}{n(h)} \frac{dn(h)}{dh}. \quad (4)$$

На основании (4) с учетом (2) запишем выражения, определяющие зависимости угла  $\psi$  и проекции траектории распространения излучения через слой атмосферы на земную поверхность  $L$  от высоты  $h$ :

$$\begin{aligned} \psi(h) &= \psi_0 - \sin \psi_0 \times \\ &\times \int_0^h \frac{dh}{(R + h_0 + h) \sqrt{\left[ \frac{n(h)}{n_0} \frac{R + h_0 + h}{R + h_0} \right]^2 - \sin^2 \psi_0}} - \\ &- \sin \psi_0 \int_0^h \frac{[dn(h)/dh] dh}{n(h) \sqrt{\left[ \frac{n(h)}{n_0} \frac{R + h_0 + h}{R + h_0} \right]^2 - \sin^2 \psi_0}}; \quad (5) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} L(h) &= (R + h_0) \sin \psi_0 \times \\ &\times \int_0^h \frac{dh}{(R + h_0 + h) \sqrt{\left[ \frac{n(h)}{n_0} \frac{R + h_0 + h}{R + h_0} \right]^2 - \sin^2 \psi_0}}. \quad (6) \end{aligned}$$

Следует заметить, что выражение для угла рефракции  $\psi(h)$  (5) совпадает с известными соотношениями, полученными в [3], [6].

При использовании кусочно-линейной модели изменения атмосферного показателя преломления с высотой его основной характеристикой является вертикальный градиент  $\gamma$  [2], [7]. В пределах  $i$ -го слоя с верхней и нижней границами  $h_i$  и  $h_{i-1}$  и градиентом

$$\gamma_{i-1} = (n_i - n_{i-1}) / (h_i - h_{i-1})$$

( $n_i = n(h_i)$  и  $n_{i-1} = n(h_{i-1})$  – значения показателя преломления атмосферы на верхней и нижней границах этого слоя) зависимость атмосферного показателя преломления от высоты может быть представлена в виде  $n(h) = n_{i-1} + \gamma_{i-1}(h - h_{i-1})$ ,  $h_{i-1} < h < h_i$ . Тогда выражения (5), (6) для угла  $\psi$  и расстояния  $L$  вдоль земной поверхности от РТСП до проекции точки траектории распространения излучения на поверхность Земли принимают вид:

$$\begin{aligned} \psi_{i-1} &= \psi_{i-2} - \sin \psi_{i-2} \times \\ &\times \int_0^{y_{i-2}} \frac{dx}{(1+x) \sqrt{\left(1+x \frac{z_{i-2}}{y_{i-2}}\right)^2 (1+x)^2 - \sin^2 \psi_{i-2}}} - \\ &\quad - \sin \psi_{i-2} \times \\ &\times \int_0^{y_{i-2}} \frac{dx}{\left(\frac{y_{i-2}}{z_{i-2}} + x\right) \sqrt{\left(1+x \frac{z_{i-2}}{y_{i-2}}\right)^2 (1+x)^2 - \sin^2 \psi_{i-2}}}; \quad (7) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} L &= \sum_{i=1}^k L_{i \text{ тек}} = \sum_{i=1}^k (R + h_0) \sin \psi_{i-1} \times \\ &\times \int_0^{y_{i-1}} \frac{dx}{(1+x) \sqrt{\left(1+x \frac{z_{i-1}}{y_{i-1}}\right)^2 (1+x)^2 - \sin^2 \psi_{i-1}}}, \quad (8) \end{aligned}$$

где  $\psi_{i-1}$  – угол между касательной к траектории распространения излучения и радиусом-вектором, проведенным из центра Земли  $O$  в точку траектории на нижней границе  $i$ -го слоя;  $L_{i \text{ тек}}$  – проекция участка траектории распространения излучения через  $i$ -й слой атмосферы на земную поверхность. В (7), (8)

$$y_{i-1} = (h_i - h_{i-1}) / (R + h_0 + h_{i-1});$$

$$z_{i-1} = (n_i - n_{i-1}) / n_{i-1}.$$

Так как  $y_{i-1} \ll 1$ , выражения (7), (8) можно представить в виде рядов по степеням этой величины:

$$\begin{aligned} \psi_{i-1} &= \psi_{i-2} - \\ &- \text{tg } \psi_{i-2} \left[ y_{i-2} + z_{i-2} - \frac{(y_{i-2}^2 + z_{i-2}^2)}{2} \times \right. \\ &\times \left. \left( 1 + \frac{1}{\cos^2 \psi_{i-2}} \right) - \frac{y_{i-2} z_{i-2}}{\cos^2 \psi_{i-2}} \right] + 0(y_{i-2}^3); \quad (9) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} L &= \sum_{i=1}^k L_{i \text{ тек}} = \\ &= \sum_{i=1}^k \left\{ (R + h_0) y_{i-1} \text{tg } \psi_{i-1} \left[ 1 - \frac{y_{i-1}}{2} \times \right. \right. \\ &\times \left. \left. \left( 1 + \frac{1}{\cos^2 \psi_{i-1}} \right) - \frac{z_{i-1}}{2 \cos^2 \psi_{i-1}} \right] + 0(y_{i-1}^3) \right\}. \quad (10) \end{aligned}$$

Соотношения (9), (10) позволяют рассчитать траекторию распространения излучения с учетом атмосферной рефракции по данным температурно-ветрового зондирования атмосферы.

При построении траекторий распространения излучения необходимо учитывать погрешности измерения данных температурно-ветрового зондирования. Как показано в [8], можно считать, что ошибки вычисления показателя преломления по данным измерений атмосферных параметров составляют  $\Delta n = 0.5 N$ -единиц зимой и  $1.5 N$ -единиц летом независимо от высоты, а погрешности измерения высоты нахождения радиозонда в момент измерения  $\Delta h = 10$  м на высотах  $h \leq 60$  м и  $20$  м при  $h > 60$  м (для радиозонда Vaisala RS92-SGP). На основании теории ошибок [9] и соотношений (9), (10) выражения для ошибок определения  $\psi_{i-1}$  и  $L_{i \text{ тек}}$  в точках измерения параметров атмосферы определяются как

$$\begin{aligned} \Delta \psi_{i-1} &= \Delta \psi_{i-2} \left| 1 - \frac{y_{i-2} + z_{i-2}}{\cos^2 \psi_{i-2}} + \right. \\ &+ \left. \frac{(y_{i-2} + z_{i-2})^2}{\cos^4 \psi_{i-2}} (1 + \sin^2 \psi_{i-2}) \right| + \\ &+ 2\Delta h \frac{\text{tg } \psi_{i-2}}{R + h_0} \left| 1 - y_{i-2} - \frac{y_{i-2} + z_{i-2}}{\cos^2 \psi_{i-2}} \right| + \\ &+ 2\Delta n \frac{\text{tg } \psi_{i-2}}{n_{i-2}} \left| 1 - z_{i-2} - \frac{y_{i-2} + z_{i-2}}{\cos^2 \psi_{i-2}} \right|; \quad (11) \end{aligned}$$

$$\Delta L_{i \text{ тек}} = \Delta h \operatorname{tg} \psi_{i-1} \left| 2 - 2y_{i-1} - \frac{2y_{i-1} + z_{i-1}}{\cos^2 \psi_{i-1}} \right| + \Delta n \frac{\operatorname{tg} \psi_{i-1} (h_i - h_{i-1})}{n_{i-1} \cos^2 \psi_{i-1}} + \Delta \psi_{i-1} \frac{h_i - h_{i-1}}{\cos^2 \psi_{i-1}} \times \left| 1 - \frac{y_{i-1}}{2} - \frac{y_{i-1} + z_{i-1}}{2 \cos^2 \psi_{i-1}} (1 + 2 \sin^2 \psi_{i-1}) \right|. \quad (12)$$

На рис. 2 представлены кусочно-линейные аппроксимации зависимостей температуры  $t$  и парциального давления водяного пара  $e$ , построенные по результатам измерений (отмечены маркерами) при температурно-ветровом зондировании приземного слоя атмосферы в Воронеже 15.07.2012 и восстановленной по ним в соответствии с выражением (1) зависимости показателя преломления от высоты.

Расчеты возможных траекторий распространения излучения антенн в канале глissады с учетом ошибок измерения высоты и вычисления показателя преломления атмосферы в зависимости от дальности проекции точки траектории на поверхность Земли относительно местоположения РТСП вдоль земной поверхности приведены на рис. 3. Кривые 1, 2, 3 соответствуют номинальному углу глissады относительно земной поверхности в точке нахождения РТСП  $3^\circ 15'$ , а кривые 1', 2', 3' – углу  $2^\circ 40'$ . Кривые 1, 1' рассчитывались по формулам (9), а кривые 2, 2' и 3, 3' – по формулам (9) и (11) с учетом положи-

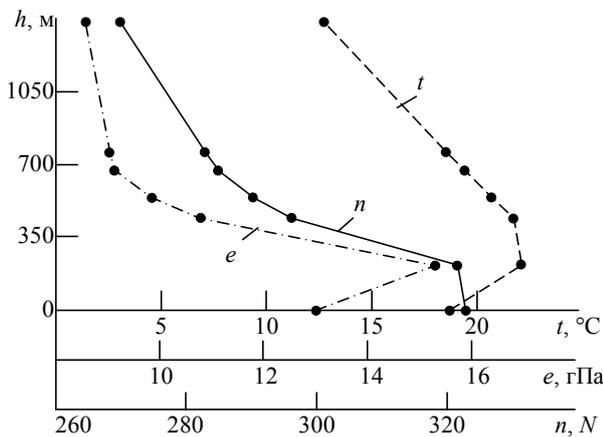


Рис. 2

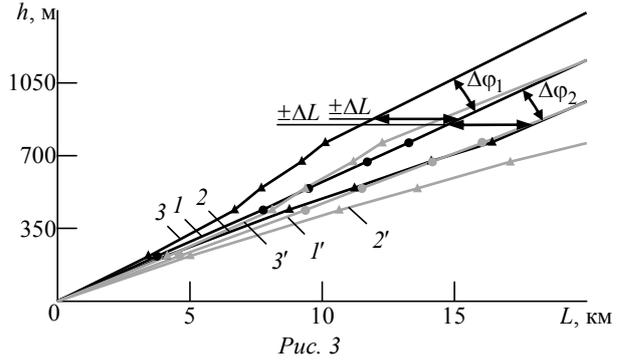


Рис. 3

тельных и отрицательных ошибок  $\Delta L_{i \text{ тек}}$  соответственно, т. е. заменой в (9)  $L_{i \text{ тек}}$  на  $L_{i \text{ тек}} + |\Delta L_{i \text{ тек}}|$  и  $L_{i \text{ тек}} - |\Delta L_{i \text{ тек}}|$ .

Угловые отклонения  $\Delta \varphi_1$  траекторий распространения излучения в вертикальной плоскости (кривые 3, 3'), превышающих по высоте траектории, рассчитанные без учета погрешностей измерений параметров атмосферы (кривые 1, 1'), в дальнейшем считаются положительными. Угловые отклонения  $\Delta \varphi_2$  траекторий распространения излучения, соответствующих кривым 2, 2', лежащим ниже кривых 1, 1', считаются отрицательными. Отклонения по дальности в горизонтальной плоскости относительно точек траекторий распространения, соответствующих кривым 1, 1', обозначены как  $\pm \Delta L$ . Значения указанных параметров для траекторий, приведенных на рис. 3, на дальностях 4, 10, 15, 20 км приведены в табл. 1.

Из поведения кривых на рис. 3 и данных табл. 1 следует, что возможный интервал пересечений фиксированной высоты наблюдения по дальности в горизонтальной плоскости увеличивается с уменьшением угла наклона антенны к земной поверхности (номинального угла глissады). Действительно, с уменьшением этого угла увеличивается длина траектории распространения излучения до фиксированной высоты наблюдения и увеличивается интервал точек пересечения траекториями этой высоты по дальности за счет усиления влияния рефракции.

Таблица 1

Угол глissады	Отклонение	L, км			
		4	10	15	20
$\varphi_0 = 2^\circ 40' = 2.67^\circ$	$\pm \Delta L, \text{ м}$	365.30	1535.80	3358.20	4103.00
	$\Delta \varphi_1, \dots^\circ$	0.27	0.66	0.75	0.63
	$\Delta \varphi_2, \dots^\circ$	-0.22	-0.32	-0.45	-0.53
$\varphi_0 = 3^\circ 15' = 3.25^\circ$	$\pm \Delta L, \text{ м}$	384.00	1925.50	3265.80	3621.90
	$\Delta \varphi_1, \dots^\circ$	0.38	1.02	0.79	0.67
	$\Delta \varphi_2, \dots^\circ$	-0.27	-0.46	-0.60	-0.56

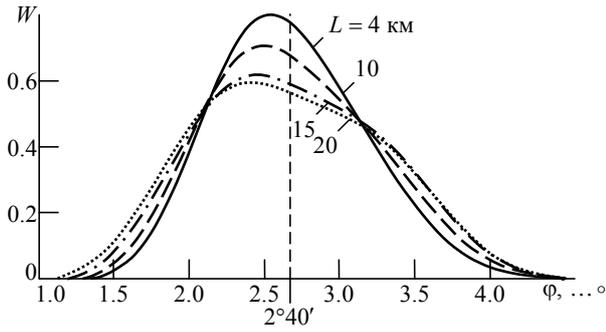


Рис. 4

Увеличение номинального угла глиссады приводит к возрастанию угловых отклонений траекторий распространения излучения относительно расчетной линии глиссады. Указанные угловые отклонения могут значительно превышать общепринятые допустимые отклонения  $\pm 0.5^\circ$  относительно линии глиссады. В связи с тем, что на изменение показателя преломления в приземном слое атмосферы влияют протекающие в нем метеорологические процессы, зависимость  $n(h)$  случайна. Для нахождения среднегодовых статистических характеристик угловых отклонений траекторий распространения излучения от линии глиссады сформирована архивная выборка данных температурно-ветрового зондирования атмосферы за 2012 г. в г. Воронеже с базой  $n = 120$ . На основании сформированной выборки рассчитаны траектории распространения излучения, их отклонения относительно линии глиссады и вычислены статистические характеристики угловых отклонений (среднее значение  $m_\varphi$ , дисперсия  $\sigma_\varphi^2$ , коэффициенты асимметрии  $\gamma_1$  и эксцесса  $\gamma_2$ ) для точек траекторий на дальностях проекций этих точек относительно местоположения РТСП вдоль земной поверхности 4, 10, 15, 20 км.

На рис. 4 и 5 представлены зависимости плотностей распределения вероятностей угловых отклонений траекторий распространения излу-

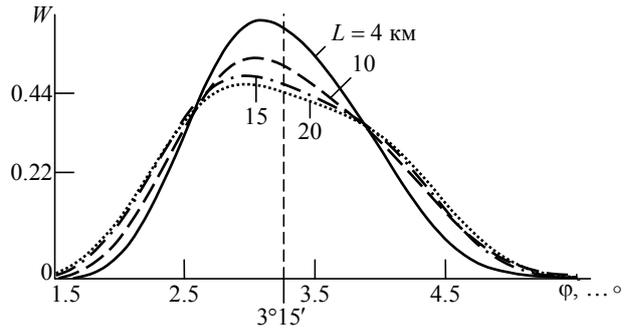


Рис. 5

ния в каналах глиссады для номинальных углов глиссады  $2^\circ 40'$  и  $3^\circ 15'$  соответственно, рассчитанные по формулам Эджворта [10] для дальностей  $L = 4, 10, 15$  и  $20$  км:

$$W(\varphi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\varphi} e^{-\frac{(\varphi - m_\varphi)^2}{2\sigma_\varphi^2}} \left[ 1 + \frac{\gamma_1}{6} H_3\left(\frac{\varphi - m_\varphi}{\sigma_\varphi}\right) + \frac{\gamma_2}{24} H_4\left(\frac{\varphi - m_\varphi}{\sigma_\varphi}\right) + \frac{\gamma_1^2}{72} H_6\left(\frac{\varphi - m_\varphi}{\sigma_\varphi}\right) \right], \quad (13)$$

где

$$H_3(x) = x^3 - 3x; \quad H_4(x) = x^4 - 6x^2 + 3;$$

$$H_6(x) = x^6 - 15x^4 + 45x^2 - 15; \quad m_\varphi = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \Delta\varphi_i;$$

$$\sigma_\varphi^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\Delta\varphi_i - m_\varphi)^2; \quad \gamma_1 = \frac{1}{\sigma_\varphi^3} \sum_{i=1}^n (\Delta\varphi_i - m_\varphi)^3;$$

$$\gamma_2 = \frac{1}{\sigma_\varphi^4} \sum_{i=1}^n (\Delta\varphi_i - m_\varphi)^4 - 3.$$

В табл. 2 приведены результаты расчетов доверительных интервалов, которым соответствуют углы траекторий распространения излучения при номинальных углах глиссады  $2^\circ 40'$  и  $3^\circ 15'$  с вероят-

Таблица 2

Угол глиссады	L, км	$m_\varphi, \dots^\circ$	$\sigma_\varphi, \dots^\circ$	$\gamma_1$	$\gamma_2$	Доверительная вероятность ( $P_{\text{дов}}$ )					
						0.683		0.954		0.997	
						Распределение					
						Нормальное	Ряд Эджворта	Нормальное	Ряд Эджворта	Нормальное	Ряд Эджворта
Ширина доверительного интервала ( $\Delta\varphi$ ), $\dots^\circ$											
$\varphi_0 = 2^\circ 40' = 2.67^\circ$	4	2.71	0.51	0.43	-0.37	1.02	1.05	2.04	1.85	3.06	2.37
	10	2.72	0.54	0.45	-0.92	1.09	1.17	2.18	2.07	3.26	2.55
	15	2.74	0.60	0.32	-1.43	1.20	1.33	2.39	2.27	3.59	2.72
	20	2.71	0.61	0.31	-1.45	1.21	1.35	2.43	2.31	3.64	2.76
$\varphi_0 = 3^\circ 15' = 3.25^\circ$	4	3.29	0.62	0.44	-0.49	1.23	1.29	2.47	2.37	3.70	3.08
	10	3.36	0.70	0.39	-1.21	1.40	1.54	2.81	2.67	4.21	3.23
	15	3.31	0.72	0.31	-1.46	1.43	1.59	2.87	2.72	4.30	3.26
	20	3.33	0.75	0.26	-1.62	1.49	1.67	2.98	2.83	4.47	3.36

стями  $P_{\text{дов}} = 0.683, 0.954$  и  $0.997$  на дальностях  $L = 4, 10, 15$  и  $20$  км, при аппроксимации плотностей распределения вероятностей угловых отклонений распределениями (13) и нормальными распределениями (которые определяются первым слагаемым в (13)). Следует заметить, что приведенные вероятности соответствуют критериям нахождения углов траекторий распространения излучения в пределах  $\pm\sigma_{\varphi}, \pm 2\sigma_{\varphi}$  и  $\pm 3\sigma_{\varphi}$  относительно  $m_{\varphi}$  для нормальных распределений. Из хода кривых на рис. 4, 5 и данных табл. 2 видно, что смещения средних значений угловых отклонений траекторий распространения излучения от номинальных углов глissады на дальностях  $4...20$  км не превышают  $0.04...0.11^{\circ}$ , т. е. не выходят за рамки требований [1]. В отличие от средних значений ширина доверительных интервалов угловых отклонений траекторий распространения излучения от номинальных углов глissады для указанных выше доверительных вероятностей при аппроксимации плотности распределения вероятностей отклонений нормальным законом превышает значения допустимых отклонений в 3–4 раза.

Ширина доверительных интервалов угловых отклонений траекторий при фиксированных доверительных вероятностях уменьшается по мере приближения точки наблюдения к местоположению РТСП и при уменьшении номинального угла глissады. Действительно, на дальностях  $4...20$  км для доверительной вероятности  $P_{\text{дов}} = 0.683$  (область нормальных ошибок) при  $\varphi_0 = 2^{\circ}40'$  ширина искомого доверительного интервала меняется в пределах  $\Delta_{\varphi} = 1.02...1.21^{\circ}$ , при  $\varphi_0 = 3^{\circ}15'$  –  $\Delta_{\varphi} = 1.23...1.49^{\circ}$ , а для  $P_{\text{дов}} = 0.997$  (область до-

пустимых ошибок) при  $\varphi_0 = 2^{\circ}40'$  –  $\Delta_{\varphi} = 3.06...3.64^{\circ}$ , при  $\varphi_0 = 3^{\circ}15'$  –  $\Delta_{\varphi} = 3.70...4.47^{\circ}$ . Кроме того, сравнительный анализ результатов расчетов, приведенных в табл. 2, показывает, что в области нормальных ошибок ( $P_{\text{дов}} = 0.683$ ) доверительные интервалы при описании плотностей распределения вероятностей угловых отклонений траекторий распространения по формулам Эджворта превышают интервалы  $2\sigma_{\varphi}$  на дальностях  $4...20$  км при  $\varphi_0 = 2^{\circ}40'$  на  $0.03...0.14^{\circ}$ , а при  $\varphi_0 = 3^{\circ}15'$  – на  $0.06...0.18^{\circ}$ , т. е. вблизи номинального угла глissады плотности распределения вероятностей, рассчитанные на основании выражений (13), имеют более пологие вершины, чем нормальные плотности распределений. Это подтверждается также отрицательными коэффициентами эксцесса. В области допустимых ошибок ( $P_{\text{дов}} = 0.997$ ) ширина доверительных интервалов для плотностей распределения вероятностей (13) меньше ширины доверительного интервала для нормального распределения  $6\sigma_{\varphi}$  при  $\varphi_0 = 2^{\circ}40'$  на  $0.69...0.88^{\circ}$ , а при  $\varphi_0 = 3^{\circ}15'$  – на  $0.62...1.11^{\circ}$ . Следовательно, ветви распределения (13) при  $|\varphi - m_{\varphi}| > \sigma_{\varphi}$  стремятся к нулю с ростом  $|\varphi - m_{\varphi}|$  быстрее, чем у нормального распределения.

Таким образом, полученные результаты показывают, что приземный слой атмосферы может приводить к отклонениям траекторий распространения излучения относительно номинального угла глissады, превышающим пределы требуемых допустимых ошибок  $\pm 0.5^{\circ}$  в 2–3 раза.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Радиотехнические системы / под ред. Ю. М. Казаринова. М.: Издательский центр "Академия", 2008. 592 с.
2. Казаков Л. Я., Ломакин А. Н. Неоднородности коэффициента преломления воздуха в тропосфере. М.: Наука, 1976. 165 с.
3. Колосов М. А., Арманд Н. А., Яковлев О. И. Распространение радиоволн при космической связи. М.: Связь, 1969. 155 с.
4. Durand J. C., Granier P. Radar coverage assessment in nonstandard and ducting conditions: a geometrical optics approach // IEE proc. radar and signal processing. 1990. Vol. 137, № 2. P. 95–101.
5. Thews E. R. Timely prediction of low-altitude radar performance in operational environments using in situ atmospheric refractivity data // IEE Proc. radar and signal processing. 1990. Vol. 137, № 2. P. 89–94.
6. Яковлев. О. И. Космическая радиофизика. М.: Науч. книга, 1998. 432 с.
7. Нахмансон Г. С., Карпюк Д. А. Рефракционные ошибки визуального определения местонахождения наземных объектов с борта воздушного судна // Оптика атмосферы и океана. 2004. Т. 17, № 9. С. 1–4.
8. Паршуков В. А. Оценка точности вычисления рефракции в атмосфере по данным высотных метеозмерений // Радиотехника и электроника. 2009. Т. 54, № 2. С. 172–176.
9. Зайдель А. Н. Погрешности измерений физических величин. Л.: Наука, 1985. 112 с.
10. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. М.: Наука, 1968. 720 с.

G. S. Nakhmanson, D. V. Buchnev, A. V. Suslin

*Air force academy n. a. prof. N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin (Voronezh)*

**The glideslope axes radiation propagation paths atmospheric distortion for the ground controlled approach systems**

*The glideslope axes radiation propagation paths distortion for the ground controlled approach systems is considered. The radiation propagation tracing analytical expressions are derived. Radiation propagation paths and probability distribution densities of their angular deviations from the rated glideslope angles for different distances are calculated on the radiosonde measurements data. The confidence intervals of the propagation paths angular deviations with respect to the glideslope line for specific confidence probabilities are evaluated.*

Refraction index, glide path, ground controlled approach system, radiation propagation path, refraction error

Статья поступила в редакцию 30 декабря 2014 г.



УДК 539.143.43:621.391.26

С. А. Баруздин

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

## Моделирование возбуждения спинового эха импульсами с произвольным законом модуляции

*Рассмотрен метод решения уравнения движения вектора намагниченности в импульсном магнитном поле с произвольным законом модуляции на основе ступенчатой аппроксимации комплексной огибающей. С использованием этого метода проведено моделирование возбуждения сигналов спинового эха импульсами с амплитудной и амплитудно-частотной модуляцией.*

**Спиновое эхо, импульсы возбуждения, произвольный закон модуляции, форма эха, фотонное эхо, переходная матрица**

Поведение вектора намагниченности во внешнем магнитном поле описывается уравнениями Блоха [1]–[3]. Если длительности импульсов возбуждения  $\tau \ll T_1, T_2$ , где  $T_1, T_2$  – времена продольной и поперечной релаксации соответственно, то процессами релаксации можно пренебречь. Тогда уравнение движения вектора намагниченности изохромагы во вращающейся с частотой  $\omega_0$  системе координат можно представить в виде

$$\frac{d\mathbf{M}(t, \Omega)}{dt} = F(t, \Omega)\mathbf{M}(t, \Omega), \quad (1)$$

где

$$\mathbf{M}(t, \Omega) = \begin{bmatrix} \tilde{M}(t, \Omega) \\ \tilde{M}^*(t, \Omega) \\ M_z(t, \Omega) \end{bmatrix}$$

– вектор намагниченности;  $\Omega = \omega - \omega_0$  – расстройка частоты  $\omega$  относительно несущей частоты радиоимпульса  $\omega_0$ , совпадающей с центральной частотой неоднородно уширенной линии поглощения;

$$F(t, \Omega) = \begin{bmatrix} i\Omega & 0 & -i\tilde{R}(t) \\ 0 & -i\Omega & i\tilde{R}^*(t) \\ -i\tilde{R}^*(t)/2 & i\tilde{R}(t)/2 & 0 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

причем  $\tilde{M}, \tilde{M}^*$  – комплексные поперечные компоненты вектора намагниченности;  $M_z$  – его

продольная компонента;  $\tilde{R}(t) = \gamma\tilde{B}(t)$  – комплексная огибающая импульса возбуждения, выраженная в единицах круговой частоты ( $\gamma$  – гиромагнитное отношение;  $\tilde{B}$  – комплексная поперечная компонента вектора магнитной индукции); "\*" – символ комплексного сопряжения.

Формальное решение (1) при заданном на симметричном интервале  $|t| \leq \tau/2$  импульсе  $\tilde{R}(t)$  в матричном виде:

$$\mathbf{M}(\tau/2, \Omega) = A(\tau/2, -\tau/2, \Omega)\mathbf{M}(-\tau/2, \Omega), \quad (3)$$

где  $\mathbf{M}(-\tau/2, \Omega)$  – вектор начальных условий для момента начала импульса;  $A(\tau/2, -\tau/2, \Omega)$  – переходная матрица состояния системы для момента окончания импульса.

Уравнение (1) представляет собой систему линейных дифференциальных уравнений с переменными в общем случае коэффициентами  $\tilde{R}(t)$  и  $\tilde{R}^*(t)$ . Точное аналитическое решение (1) удастся получить только при  $\tilde{R}(t) = \text{const}$ , т. е. для простых радиоимпульсов с прямоугольной огибающей. Также точное аналитическое решение можно найти в случае кусочно-постоянных коэффициентов, например при возбуждении фазоманипулированными импульсами [4]. В [5] предложен метод решения уравнения (1) для импульсов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) на ос-

нове ступенчатой аппроксимации линейного закона изменения частоты.

В настоящей статье решение системы (1) на основе ступенчатой аппроксимации обобщается на случай произвольного закона модуляции импульса возбуждения.

В общем случае импульс возбуждения длительностью  $\tau$  с произвольным законом модуляции может быть представлен в виде  $r(t) = R(t)\cos\Psi(t)$ , где  $R(t)$  – закон изменения амплитуды импульса при амплитудной модуляции (АМ);  $\Psi(t)$  – полная фаза. В полной фазе обычно выделяют линейно изменяющуюся со временем компоненту  $\psi(t) = \omega_0 t + \theta(t)$ , где  $\theta(t)$  – угловая модуляция импульса (частотная модуляция (ЧМ) или фазовая модуляция (ФМ)). Тогда комплексная огибающая импульса, фигурирующая в (1), имеет вид  $\tilde{R}(t) = R(t)\exp[i\theta(t)]$ . По известной полной фазе можно определить мгновенную частоту импульса

$$\omega(t) = d\Psi/dt = \omega_0 + d\theta/dt = \omega_0 + \Delta\omega(t),$$

где  $\Delta\omega(t)$  – отклонение мгновенной частоты от несущей.

Для решения системы (1) проведем ступенчатую аппроксимацию параметров импульса возбуждения с шагом  $\Delta t$ , удовлетворяющим теореме отсчетов Котельникова  $\Delta t \leq f_B/2$ , где  $f_B$  – граничная частота спектра функции  $\tilde{R}(t)$ . При этом длительность импульса  $\tau$  делится на  $2N+1$  интервал, на каждом из которых задаются значения  $R_n = R(n\Delta t)$ ,  $\theta_n = \theta(n\Delta t)$  и  $\Delta\omega_n = \Delta\omega(n\Delta t)$ ,  $n = -N, -N+1, \dots, N$ .

Переходная матрица состояния в (3) определяется последовательным перемножением переходных матриц элементарных импульсов с учетом законов изменения их параметров от импульса к импульсу:

$$A = A'_N A_N \dots A'_n A_n \dots A'_1 A_1, \quad (4)$$

где  $A_n$  – переходная матрица, соответствующая элементарному импульсу. Поскольку переходная матрица элементарного импульса  $A_n$  построена в его собственной системе координат, вращающейся с частотой  $\omega_n = \omega_0 + \Delta\omega_n$ , для перехода в общую систему координат, вращающуюся с несущей частотой  $\omega_0$ , необходимо каждый раз домножать  $A_n$  на диагональную матрицу  $A'_n$  с элементами  $a'_{11} = a_{22}^* = \exp(-i\Delta\omega_n \Delta t)$ ;  $a'_{33} = 1$ .

Элементы матрицы  $A_n$  имеют вид

$$\left\{ \begin{aligned} a_{22}^* &= a_{11} = \frac{R_n^2 + (R_n^2 + 2\Omega_n^2)\cos\beta_n \Delta t}{2\beta_n^2} + i \frac{\Omega_n \sin\beta_n \Delta t}{\beta_n}; \\ a_{21}^* &= a_{12} = \frac{\tilde{R}_n^2}{\beta_n^2} \sin^2\left(\frac{\beta_n \Delta t}{2}\right); \\ a_{23}^* &= a_{13} = \frac{2\tilde{R}_n \Omega_n}{\beta_n^2} \sin^2\left(\frac{\beta_n \Delta t}{2}\right) - i \frac{\tilde{R}_n \sin\beta_n \Delta t}{\beta_n}; \\ a_{32}^* &= a_{31} = \frac{\tilde{R}_n^* \Omega}{\beta_n^2} \sin^2\left(\frac{\beta_n \Delta t}{2}\right) - i \frac{\tilde{R}_n^* \sin\beta_n \Delta t}{2\beta_n}; \\ a_{33} &= \frac{\Omega_n^2 + R_n^2 \cos\beta_n \Delta t}{\beta_n^2}, \end{aligned} \right. \quad (5)$$

где

$$\Omega_n = \Omega - \Delta\omega_n; \quad \beta_n = \sqrt{R_n^2 + \Omega_n^2}; \quad \tilde{R}_n = R_n \exp(i\varphi_n),$$

причем  $\varphi_n$  – начальная фаза элементарного радиоимпульса. При ступенчатой аппроксимации закона изменения частоты  $\Delta\omega_n$  фаза комплексной огибающей  $\theta(t)$ , интегрально связанная с частотой, аппроксимируется кусочно-линейными функциями. При этом  $\varphi_n = \theta_n - \Delta\omega_n n \Delta t$ .

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

$$\begin{aligned} \tilde{M}_e(t) &= M_0 \int_{-\infty}^{\infty} g(\Omega) a_{12}^{(2)}(\Omega) a_{23}^{(1)}(\Omega) \times \\ &\times \exp\left[i\Omega\left(t - 2t_2 + \frac{\tau_1}{2}\right)\right] d\Omega, \end{aligned} \quad (6)$$

где  $M_0$  – равновесное значение вектора намагниченности;  $a_{kl}^{(j)}(\Omega)$ ,  $t_j$ ,  $\tau_j$ ,  $j=1, 2$  – элемент переходной матрицы, задержка и длительность для  $j$ -го импульса возбуждения соответственно.

Комплексная огибающая трехимпульсного (стимулированного) эха определяется выражением [7]

$$\begin{aligned} \tilde{M}_{st}(t) &= M_0 \int_{-\infty}^{\infty} g(\Omega) a_{13}^{(3)}(\Omega) a_{32}^{(2)}(\Omega) a_{23}^{(1)}(\Omega) \times \\ &\times \exp\left[i\Omega\left(t - t_3 - t_2 + \frac{\tau_1 + \tau_2 - \tau_3}{2}\right)\right] d\Omega. \end{aligned} \quad (7)$$

После подстановки вычисленных в явном виде на основе (4) и (5) элементов матриц  $A^{(j)}$  в выражения (6) и (7) получают комплексные огибающие эхосигналов.

В отличие от известных пакетов Mathcad и Matlab, позволяющих численно решать системы дифференциальных уравнений для одной частоты неоднородно уширенной спиновой системы, предложенный метод дает аналитическое решение сразу для всего диапазона частот. Кроме того, использование аппарата переходных матриц состояния позволяет определять отклик, соответствующий рассматриваемому эхо, а не полному отклику спиновой системы. В результате предложенный метод характеризуется большей скоростью вычислений.

Для иллюстрации предложенного метода проведем моделирование возбуждения стимулированного спинового эха. Объект моделирования – тонкие ферромагнитные пленки кобальта с резонансом ядер  $^{59}\text{Co}$ . Эти пленки имеют центральную частоту линии поглощения 216 МГц при ширине  $\Delta f = 10$  МГц. Неоднородно уширенная линия поглощения  $g(\Omega)$  моделируется гауссовской функцией со среднеквадратическим отклонением  $\sigma_g = 10^7 \pi$  рад/с. При определении переходных матриц импульсов с модуляцией принято  $2N + 1 = 201$ .

На рис. 1 представлены огибающие импульсов возбуждения двухимпульсного спинового эха (кривые  $\tilde{M}_e(t)$ ). На рис. 1, а представлен алгоритм возбуждения, соответствующий зеркальной задержке первого импульса [6], [7]. В качестве этого импульса взят импульс с линейно спадающей амплитудой (АМ)  $\tilde{R}_1(t) = R_{1\max}(0.5 - t/\tau_1)$  с па-

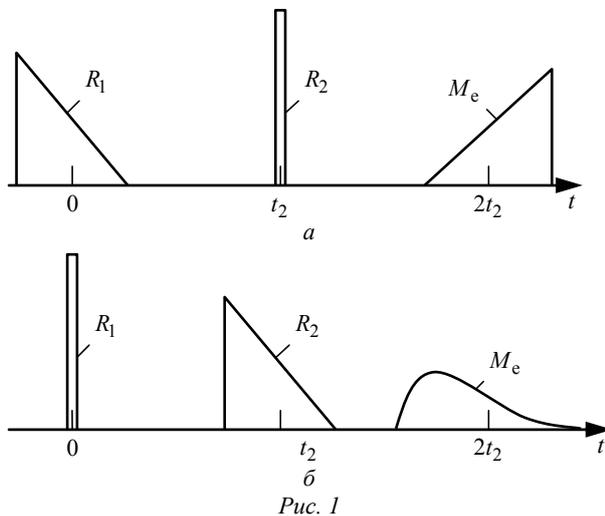


Рис. 1

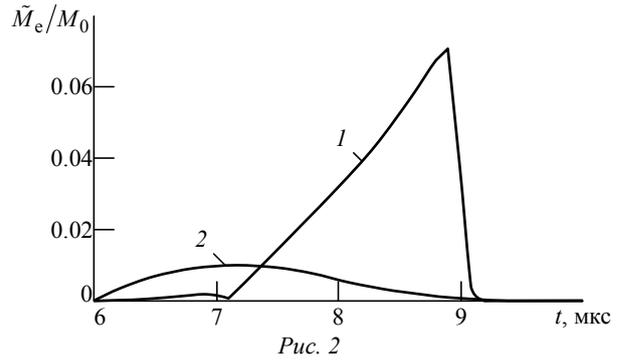


Рис. 2

раметрами:  $R_{1\max} = 5 \cdot 10^5$  рад/с,  $\tau_1 = 2$  мкс,  $\theta_1(t) = 0$ . Второй импульс  $\tilde{R}_2(t)$  имеет оптимальную амплитуду, соответствующую  $\alpha_2 = R_2\tau_2 = \pi$ ,  $\tau_2 = 0.1$  мкс,  $\theta_2(t) = 0$ . Нормированная на  $M_0$  огибающая двухимпульсного эха (6) представлена на рис. 2 (кривая 1). Указанные параметры первого импульса соответствуют малосигнальному режиму, при котором нелинейные искажения еще слабо проявляются и эхо повторяет форму исходного сигнала в зеркальном виде с задержкой на время  $2t_2$  (рис. 1, а).

Если поменять местами первый и второй импульсы (рис. 1, б), то форма эха будет соответствовать автовертке второго импульса (рис. 2, кривая 2). В этом случае  $\alpha_1 = \pi$ , поэтому необходимо изменить параметры короткого импульса:

$$\alpha_1 = R_1\tau_1 = \pi/2, \quad \theta_2(t) = 0, \quad \theta_1(t) = \pi/2.$$

В заключение рассмотрим результаты моделирования возбуждения трехимпульсного (стимулированного) эха импульсами со сложным законом модуляции АМ-ЛЧМ (рис. 3). Для создания переменного магнитного поля использован параллельный резонансный контур, в катушке индуктивности которого расположено возбуждаемое вещество. Контур является нагрузкой усилителя, на вход которого поступает радиочастотный импульс с несущей частотой  $\omega_0$ , равной резонансной частоте контура. Низкочастотный эквивалент модуля коэффициента передачи резонансного усилителя имеет вид

$$K(\Omega) = K_{\max} / \sqrt{1 + (2Q\Omega/\omega_0)^2}, \quad (8)$$

где  $K_{\max}$  – коэффициент усиления усилителя на резонансной частоте;  $Q$  – эквивалентная добротность контура.

В процессе моделирования рассмотрен алгоритм возбуждения трехимпульсного эха, когда на

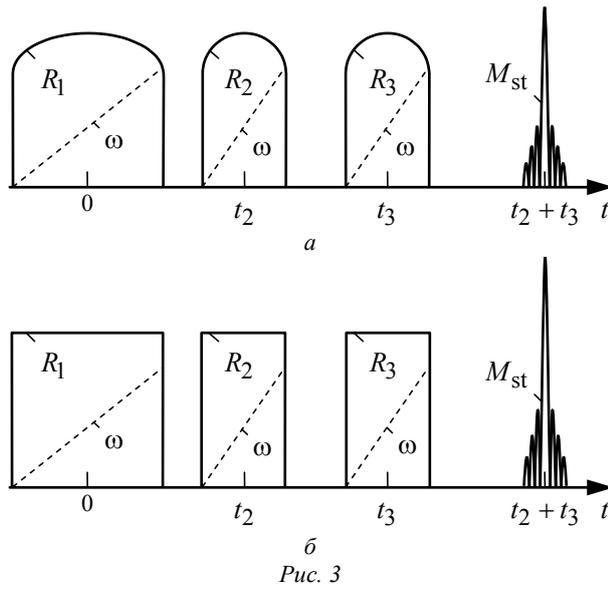


Рис. 3

вход резонансного усилителя поступает напряжение в виде ЛЧМ-импульса

$$u(t) = U \cos(\omega_0 t + \mu t^2 / 2)$$

с комплексной огибающей

$$\tilde{U}(t) = U \exp(i \mu t^2 / 2),$$

где  $U$  – амплитуда импульса;  $\mu = 2\omega_d / \tau_j$ ;  $|t| \leq \tau_j / 2$ ;  $\omega_d$  – девиация частоты. На интервале действия импульса его частота меняется по линейному закону:  $\omega(t) = \omega_0 + \mu t$  (рис. 3, штриховые линии).

На выходе усилителя из-за неравномерности амплитудно-частотной характеристики возникает амплитудная модуляция в соответствии с (8):

$$U_{\text{out}}(t) = U_{\text{max}} / \sqrt{1 + (2Q\mu t / \omega_0)^2},$$

где  $U_{\text{max}}$  – амплитуда в центре импульса. Таким образом, исходный ЛЧМ-импульс с постоянной амплитудой приобретает на выходе резонансного усилителя амплитудную модуляцию. Магнитное поле, возбуждающее вещество, создается током, протекающим через катушку индуктивности контура. При  $Q \gg 1$  форма тока совпадает с формой напряжения на контуре. В результате комплексная огибающая АМ-ЛЧМ-импульса, определяющая элементы матрицы  $F(t, \Omega)$  (2), имеет вид

$$\tilde{R}(t) = R / \sqrt{1 + (2Q\mu t / \omega_0)^2} \exp(i \mu t^2 / 2),$$

где  $R$  – максимальное значение амплитуды в центре импульса.

На рис. 3, *a* представлены огибающие трех АМ-ЛЧМ-импульсов  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  и стимулированного эха  $\tilde{M}_{\text{st}}$ . Параметры импульсов возбуждения:

$$\begin{aligned} R_1 &= 5 \cdot 10^5 \text{ рад/с}, \quad R_2 = R_3 = 1.5 \cdot 10^6 \text{ рад/с}; \\ \tau_1 &= 10 \text{ мкс}, \quad \tau_2 = \tau_3 = \tau_1 / 2; \quad t_2 = 8 \text{ мкс}, \\ t_3 &= 14 \text{ мкс}; \quad \mu_1 = 2\pi \cdot 10^{12} \text{ рад/с}^2, \quad \mu_2 = \mu_3 = 2\mu_1. \end{aligned}$$

Девиация частоты  $\omega_d = 10^7 \pi$  рад/с одинакова у всех трех импульсов и равна ширине неоднородно уширенной линии. Эквивалентная добротность контура  $Q = 20$ , что соответствует одинаковой полосе частот неоднородно уширенной линии и резонансного контура. Нормированная на  $M_0$  огибающая стимулированного эха (7) представлена на рис. 4 (кривая 2). Для сравнения на рис. 3, *b* представлены огибающие имеющих те же параметры возбуждающих ЛЧМ-импульсов в отсутствие АМ и получаемая при этом нормированная огибающая. Амплитуды импульсов равны максимальным амплитудам АМ-ЛЧМ-импульсов на рис. 3, *a*. Нормированная огибающая стимулированного эха для этого случая показана на рис. 4 (кривая 1). Как видно из представленных графиков, в отсутствие АМ амплитуда эха больше, чем в первом случае, за счет большего возбуждения периферийных участков линии. Форма эха близка к форме автокорреляционной функции ЛЧМ-сигнала, описываемой функцией  $\sin x/x$ .

Результаты моделирования свидетельствуют о том, что разработанный метод позволяет моделировать возбуждение спинового эха импульсами с различными видами модуляции, в том числе смешанными. Результаты описанной работы могут быть использованы при подготовке экспериментов с использованием спинового эха и при интерпретации их результатов, а также при разработке спиновых процессоров обработки радиосигналов. Также результаты работы могут быть применены к анализу формы фотонного эха,

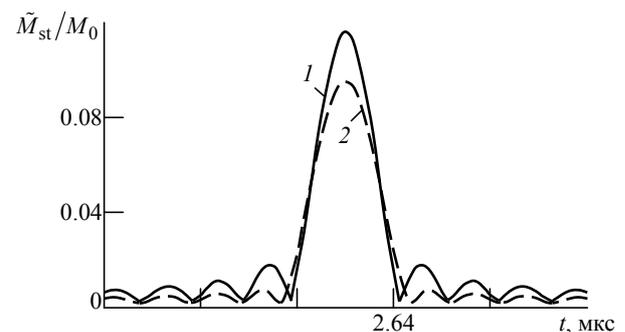


Рис. 4

наблюдаемого в световом диапазоне и являющегося аналогом спинового эха. В этом случае магнитно-дипольное взаимодействие заменяется электродипольным и вместо уравнений (1) ис-

пользуются оптические уравнения Блоха [7], с математической точки зрения идентичные обычным уравнениям Блоха.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дудкин В. И., Пахомов Л. Н. Квантовая электроника. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2012. 496 с.
2. Эрнст Р., Боденхаузен Дж., Вокаун А. ЯМР в одном и двух измерениях. М.: Мир, 1990. 709 с.
3. Блюмих Б. Основы ЯМР. М.: Техносфера, 2011. 256 с.
4. Баруздин С. А. Стимулированное спиновое эхо при возбуждении псевдослучайными импульсами // ФТТ. 2005. Т. 47, № 12. С. 2116–2120.
5. Баруздин С. А. Возбуждение спинового эха импульсами с линейной частотной модуляцией // ЖТФ. 2015. Т. 85, вып. 3. С. 84–88.
6. Баруздин С. А. Нелинейное эхо и обработка сигналов. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2011. 187 с.
7. Калиникос Б. А., Устинов А. Б., Баруздин С. А. Спин-волновые устройства и эхопроцессоры / под ред. В. Н. Ушакова. М.: Радиотехника, 2013. 216 с.

S. A. Baruzdin

*Saint-Petersburg state electrotechnical university "LETI"*

### **The simulation of spin echo excitation by pulses with arbitrary modulation**

*The method of solving the equations of motion of the magnetization vector in a pulsed magnetic field with arbitrary modulation based on stepwise approximation of the complex envelope. Using this method simulated excitation of spin echo signals from pulses of the amplitude-frequency and amplitude modulation.*

Spin echo, excitation pulses, arbitrary modulation law, photon echo, echo form, the transition matrix

Статья поступила в редакцию 3 марта 2015 г.



УДК 621.396.96

В. А. Варгаузин

Санкт-Петербургский государственный политехнический университет

## Алгоритм оценки неизвестной сетки частот источника радиоизлучения с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты

*Предложен алгоритм оценки неизвестной сетки частот источника радиоизлучения с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты по результатам длительного контроля измерений рабочих частот. Алгоритм основан на методах регрессионного и дискретного спектрального анализа и может быть использован при радиомониторинге на основе многочастотной панорамной радиопеленгационной системы.*

**Радиомониторинг, псевдослучайная перестройка рабочей частоты, многочастотное пеленгование, вторичная обработка, линейная регрессия, метод наименьших квадратов, дискретное преобразование Фурье**

Рассмотрим задачу оценки неизвестных параметров сетки рабочих частот источника радиоизлучения (ИРИ) с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) [1], [2] по итогам длительного наблюдения за результатами измерений рабочих частот. Под параметрами понимается охват частотного диапазона сеткой и разнос рабочих частот в этом диапазоне.

Указанная задача актуальна при радиомониторинге и может быть решена, например, с использованием многочастотной панорамной радиопеленгационной системы [1]–[3]. В подобных системах выделение информации производится вторичной обработкой потока результатов измерений частотно-пеленгационных панорам (ЧПП) вида "частота–пеленг", полученных после первичной обработки сигналов различных частот, принятых с различных пеленгов. При вторичной обработке ЧПП выделяется траектория пеленгов ИРИ, например фильтром Калмана с заданной марковской стохастической моделью движения ИРИ [4], [5] (простейшей из которых является модель с неизменным пеленгом). В процессе выделения траектории с ней связываются результаты измерений частот, что позволяет идентифицировать ИРИ с ППРЧ и оценить неизвестную сетку рабочих частот после длительной вторичной обработки потока ЧПП.

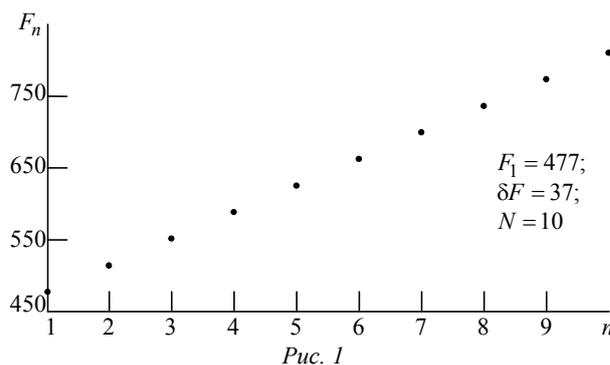
Пусть после длительной вторичной обработки получено  $L$  результатов измерений частот  $g_k$  ( $k = 1, 2, \dots, L$ ), связанных с траекторией пеленгов ИРИ. Требуется по этим результатам получить оценку истинной сетки из  $N$  рабочих частот  $F_n$  ( $n = 1, 2, \dots, N$ ).

Как известно, для ИРИ с "классической" ППРЧ справедливо соотношение [1]

$$F_n = F_1 + (n - 1)\delta F,$$

где  $\delta F = \text{const}$  – постоянный разнос соседних рабочих частот. При этом рабочая частота линейно связана с номером на сетке частот (рис. 1).

Кроме того, известно, что вероятность появления в эфире каждой из  $N$  рабочих частот одина-



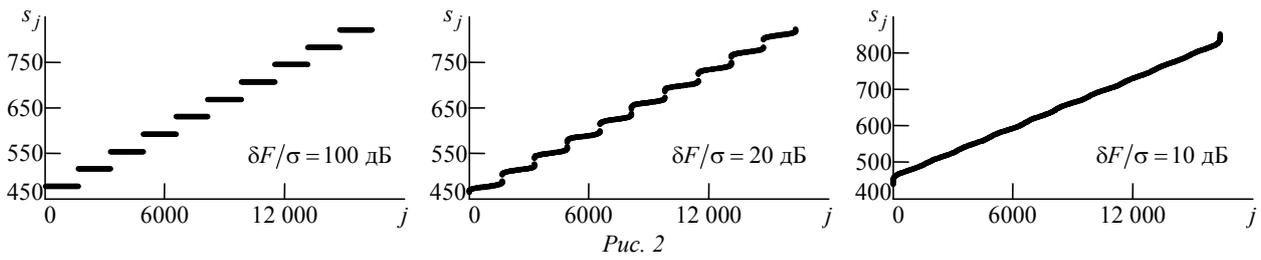


Рис. 2

кова и равна  $1/N$ . В рамках такой линейной по номеру и равной по вероятности (ЛНРВ) модели ИРИ с ППРЧ необходимо оценить параметры  $N$ ,  $\delta F$  и  $F_1$  (или, что эквивалентно,  $N$ ,  $F_1$  и  $F_N$ ).

Примем модель измерений  $g_k$  рабочих частот (ИРЧ) в виде:  $g_k = f_k + \xi_k$ , где  $f_k$  – рабочая частота, выбранная в момент времени  $t_k$  с вероятностью  $1/N$  из множества частот  $\{F_1, F_2, \dots, F_N\}$ ;  $\xi_k$  – значение в момент времени  $t_k$  нормального шума измерения с нулевым математическим ожиданием и стандартным отклонением  $\sigma$ . Величину  $\delta F/\sigma$  будем трактовать как относительную точность измерения каждой из рабочих частот и далее представлять ее в децибелах.

Условие длительной вторичной обработки потока ЧПП может иметь вид  $L \gg N$ . К сожалению, при неизвестном  $N$  (которое на практике может находиться в достаточно широких пределах, например от 10 до 10 000) нет возможности заранее выбрать размер выборки  $L$ , достаточный для получения статистически надежных результатов оценивания. Поэтому для получения таких результатов следует иметь сведения о максимально возможном числе рабочих частот  $N_{\max}$  для ИРИ с ППРЧ. Если такие сведения имеются, то  $L$  выбирается из условия  $L \gg N_{\max}$ , что далее и предполагается. Это условие означает, что в среднем каждая из неизвестных  $N \leq N_{\max}$  рабочих частот будет измерена не менее чем  $L/N_{\max} \gg 1$  раз при шуме измерения с дисперсией  $\sigma^2$ .

**Принципы построения алгоритма.** На основе рассмотренных выше моделей ЛНРВ и ИРЧ далее продемонстрированы принципы, лежащие в основе предложенного алгоритма оценки неизвестной сетки частот, базирующегося на методах линейного регрессионного и дискретного спектральных анализов.

**Сортировка.** Отсортируем выборку  $g_1, g_2, \dots, g_L$  в порядке возрастания ее элементов, тем

самым получив упорядоченную выборку (вариационный ряд – ВР)  $s_1 \leq s_2 \leq s_j \leq \dots \leq s_L$ . На рис. 2 приведены примеры ВР для  $L = 16\,384$ ,  $N = 10$  и трех значений  $\delta F/\sigma$ . Рисунок иллюстрирует очевидный факт, что данные в ВР группируются в  $N$  кластеров со средним размером  $Q = L/N$  (в рассмотренном примере  $N = 10$ ,  $Q = 1638.4$ ). Поэтому исходная задача может быть переформулирована как задача оценки числа кластеров в ВР и вычисления их центров тяжести, которые могут служить оценками истинных значений рабочих частот ИРИ с ППРЧ.

**Линейная регрессия.** Вычислим линейный тренд ВР. Для этого может быть использован, например, метод оптимальной линейной регрессии (ЛР) [6], [7]. При этом оптимальная линия задается двумя коэффициентами, которые находятся методом наименьших квадратов (МНК), т. е. в соответствии с критерием минимума суммы из  $L$  квадратов отклонений значений ВР от линии регрессии.

**Вычисление отклонений от линии регрессии.** Предположим, что оптимальные коэффициенты ЛР найдены и соответствующая им оптимальная линия представлена  $L$  значениями  $l_j$ ,  $j = \overline{1, L}$ . Тогда выборка отклонений вида

$$e_j = s_j - l_j, \quad j = \overline{1, L},$$

имеет явно выраженную периодическую составляющую (рис. 3). На представленных зависимостях выражена периодичность, причем число периодов в анализируемой выборке размера  $L$  равно  $N$ .

**Дискретный спектральный анализ.** На основании изложенного для определения неизвестного числа частот  $N$  предлагается использовать дискретный спектральный анализ выборки  $e_1, e_2, \dots, e_L$ . Для этого следует выполнить дискретное преобразование Фурье (ДПФ) размера  $L$  этой выборки и проанализировать модули значений ДПФ (амплитудный спектр – АС)  $A_i$ , которые соответствуют целому числу периодов анализа  $i = \overline{1, N_{\max}}$ .

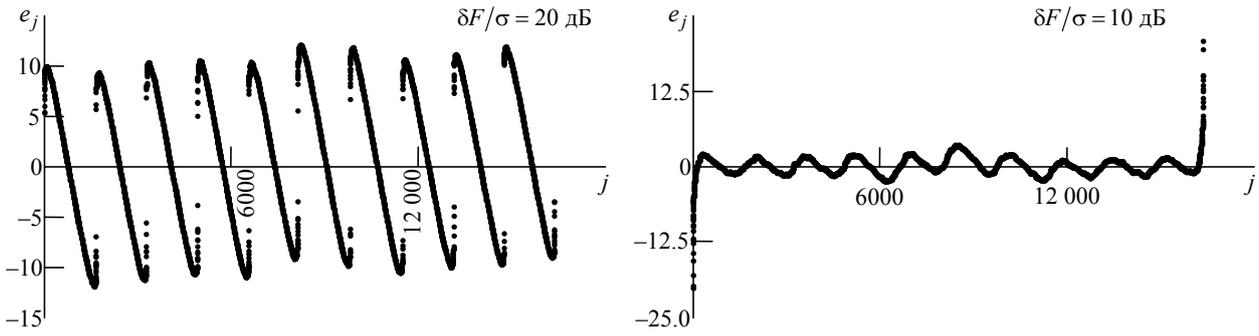


Рис. 3

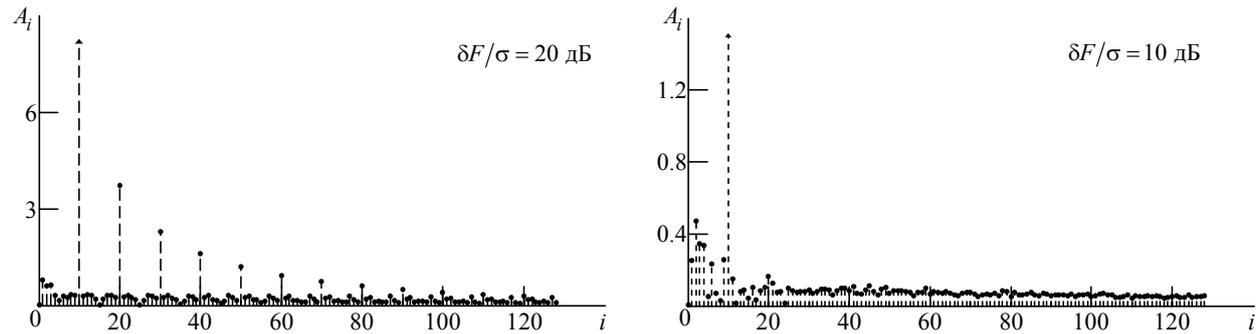


Рис. 4

В качестве иллюстрации на рис. 4 представлен АС для  $L = 16\,384$ ,  $N_{\max} = 128$ . АС нормирован к значению  $L/2$ , как это принято при спектральном анализе амплитуд дискретных гармоник, входящих в анализируемую выборку. В представленных спектрах периодическая составляющая, имеющая максимальное значение (отмечена треугольным маркером), соответствует целому количеству периодов анализа  $N' = N$ .

*Вычисление центров кластеров.* После определения числа кластеров  $N'$  найдем центры тяжести кластеров  $F'_n$  ( $n = 1, 2, \dots, N'$ ) следующим образом.

Пусть  $Q'$  – целая часть величины  $L/N'$  (для рассматриваемого примера  $Q' = 1638$ ), а  $L' = N'Q'$  (в общем случае  $L' \leq L$ ; в рассматриваемом примере  $L' = 16\,380$ ). Отсортируем выборку  $g_1, g_2, \dots, g_{L'}$  из  $L'$  измерений в порядке возрастания ее элементов, тем самым получив ВР вида  $s'_1, s'_2, \dots, s'_{L'}$ . В этом ВР имеется  $N'$  кластеров одинакового размера  $Q'$ , на основании чего можно вычислить средние значения (медианы) каждого из  $N'$  кластеров. Эти значения и будем считать оценками  $F'_n$  ( $n = 1, 2, \dots, N'$ ) их центров тяжести.

*Линейная регрессия центров кластеров.* Обратим внимание, что оценки  $F'_n$  ( $n = 1, 2, \dots, N'$ ) в

общем случае не обязательно должны лежать на одной линии, как исходные значения рабочих частот  $F_n$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$  (см. рис. 1). В такой ситуации к найденной выборке  $F'_1, F'_2, \dots, F'_{N'}$  можно применить линейную регрессию (как ранее к выборке  $e_1, e_2, \dots, e_L$ ), коэффициенты которой находятся на основе МНК. Если оптимальные коэффициенты найдены, то соответствующая им оптимальная линия представлена  $N'$  значениями  $F''_n$  ( $n = 1, 2, \dots, N'$ ), которые и принимаются в качестве окончательных оценок рабочих частот ИРИ с ППРЧ.

**Результат.** Качество представленного алгоритма оценивания неизвестной сетки рабочих частот для рассматриваемой модели с линейной зависимостью рабочей частоты от номера можно охарактеризовать значением коэффициента корреляции:

$$r = \frac{\sum_{n=1}^{N'} \hat{F}_n F_n}{\sqrt{\left(\sum_{n=1}^{N'} \hat{F}_n^2\right) \left(\sum_{n=1}^{N'} F_n^2\right)}}.$$

Анализ показывает, что для рассмотренного ранее примера при  $\delta F/\sigma = 10$  дБ  $r = 0.9997$ . Столь высокое значение коэффициента корреляции иллюстрирует рис. 5, где оценки частот (точечные маркеры) почти точно попадают в центры

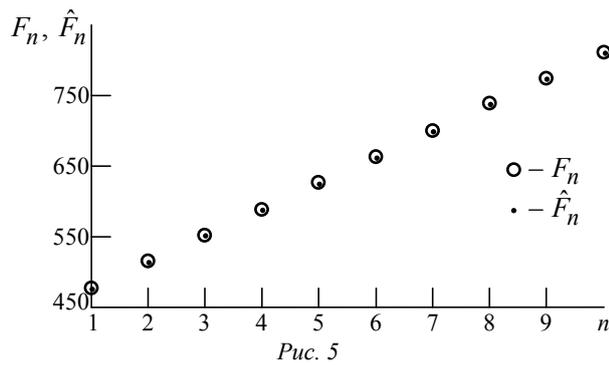


Рис. 5

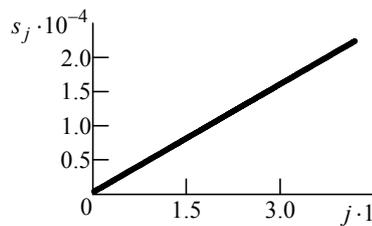


Рис. 6

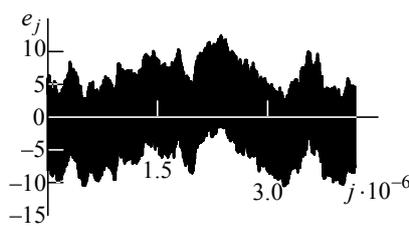


Рис. 7

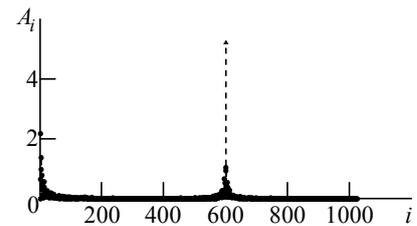


Рис. 8

кругов, соответствующих истинным значениям рабочих частот (см. рис. 1).

**Сетка частот большего размера.** Для большей наглядности рассмотренного алгоритма на рис. 6–8 приведены ВР  $s_j(j)$ ,  $j = \overline{1, L}$ , отклонение ВР от ЛР  $e_j(j)$ ,  $j = \overline{1, L}$  и АС  $A_i(i)$ ,

$i = \overline{1, N_{\max}}$  соответственно для сетки из  $N = 600$  рабочих частот при  $\delta F/\sigma = 15$  дБ,  $L = 2^{22}$ ,  $N_{\max} = 2^{10}$ . В результате оценивания получено  $N' = N$ , коэффициент корреляции  $r = 0.9995$ .

В статье предложен и промоделирован алгоритм оценки неизвестной сетки частот ИРИ с ППРЧ после длительного наблюдения за результатами измерения рабочих частот. Алгоритм исполь-

зует классические методы линейного регрессионного анализа на основе МНК и дискретного спектрального анализа на основе ДПФ. Последний метод используется для определения числа рабочих частот сетки ИРИ с ППРЧ.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кирсанов Э. А., Сирота А. А. Обработка информации в пространственно-распределенных системах радиомониторинга: статистический и нейросетевой подходы. М.: Физматлит, 2012. 344 с.
2. Кирсанов Э. А., Сирота А. А. Адаптивная фильтрация параметров сигнала с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты по результатам панорамного обнаружения-пеленгования // Радиосистемы. 2008. № S123. С. 84–90.
3. Радзиевский В. Г., Сирота А. А. Теоретические основы радиоэлектронной разведки. 2-е изд. М.: Радиотехника, 2004. 431 с.
4. Фарина А., Студер Ф. Цифровая обработка радиолокационной информации. Сопровождение целей / пер. с англ. М.: Радио и связь, 1993. 320 с.
5. Brown R. G., Hwang P. Y. C. Introduction to random signals and applied Kalman filtering: with MATLAB exercises and solutions. 3rd ed. New York: Wiley, 2012. 383 p.
6. Дрейпер Н, Смит Г. Прикладной регрессионный анализ. Множественная регрессия. 3-е изд. М.: Диалектика, 2007. 912 с.
7. Chatterjee S., Hadi A. S. Influential observations, high leverage points, and outliers in linear regression // Statistical science. 1986. Vol. 1. P. 379–416.

V. A. Vargauzin

Saint-Petersburg state polytechnical university

### Algorithm of an assessment of an unknown grid of frequencies of a source of a radio emission with pseudorandom reorganization of working frequency

*We propose an algorithm for estimating the unknown grid frequency radiation source with operating frequency hopping as a result of long-term observation of measurement of operating frequencies. The algorithm based on the methods of regression and discrete spectral analysis. The algorithm can be used for radio monitoring using multi-frequency panoramic bearing system.*

Radio monitoring, frequency hopping, multi-frequency bearing, secondary processing, linear regression, least squares method, discrete Fourier transform

Статья поступила в редакцию 6 декабря 2014 г.

УДК 621.396.96

М. В. Ронкин, А. А. Калмыков, Е. И. Хрестина  
 Уральский федеральный университет  
 им. первого Президента России Б. Н. Ельцина

## Оценка частоты сигнала по короткой реализации в локационных системах с непрерывным излучением на основе обработки квадратурных составляющих

*Предложен алгоритм быстрого измерения коротких задержек линейно-частотно-модулированных сигналов при помощи обработки их квадратурных составляющих. Проведено сравнение предложенного алгоритма с оценкой задержки по спектру в зависимости от отношения "сигнал/шум" и от времени задержки. Алгоритм может быть применен при обработке сигналов ближней локации.*

### Радиолокация, обработка сигналов, измерения частоты

Во многих приложениях радиолокации использование непрерывных сигналов позволяет достичь лучших результатов по сравнению с импульсным режимом излучения. Обработка принятых непрерывных частотно-модулированных сигналов, как правило, осуществляется по схеме оценителя-коррелятора, выходной сигнал биений в котором является низкочастотным и несет в своей частоте информацию о задержке сигнала [1]. В современных приложениях локации частота этого сигнала оценивается по пику в спектральной области [2]. Такой подход требует наличия выборки, содержащей не менее 2–3 периодов этого сигнала [3].

Во многих приложениях ближней локации актуальным является снижение нижней границы значений времени задержки, измеряемого с заданной точностью [4]. Примерами приложений ближней локации с линейно-частотно-модулированным излучением, где решение описанной проблемы актуально, являются дальнометрия, уровнеметрия и расходомертия жидкостей и газов в трубопроводах с использованием непрерывного излучения сложно-модулированных сигналов [4], [5].

Как правило, в локационных системах с непрерывным излучением ЛЧМ-сигнала задержка принятого сигнала оценивается по максимуму спектра сигнала биений между излученным и принятым сигналами. Снижение длины выборки обрабаты-

ваемого сигнала ведет к расширению указанного пика, увеличивая тем самым ошибку измерения. Таким образом, разработка новых алгоритмов, позволяющих извлекать максимум информации из коротких реализаций полученных сигналов, актуальна [4]. Один из возможных путей решения указанной проблемы базируется на получении квадратур и использовании интерполяционных алгоритмов, основанных на априорной информации [2].

В ряде работ [5]–[7] предложены алгоритмы обработки сигналов, учитывающие ограниченную длину выборки, однако не рассмотрен вопрос о повышении точности для случаев, когда длина сигнала ограничена менее чем 2–3 периодами.

В задачах ближней локации с непрерывным излучением, как правило, используются сигналы сложной формы и гетеродинная схема их приема и обработки (рис. 1) [1]. Обработка сигналов заключается в перемножении прошедшего через среду с задержкой  $\tau$  сигнала  $s_{01}$  и опорного сигнала  $s_{00}$  с последующим выделением низкочастотной составляющей вида:

$$\begin{aligned}
 s_{11} &= \\
 &= A \cos \left[ \left( \frac{b\tau}{T_{\text{и}}} \right) t + \left( \omega\tau + \frac{b^2\tau}{T_{\text{и}}} + \varphi_{00} - \varphi_{01} \right) \right] + n(t) = \\
 &= A \cos(\omega_{\text{б}} + \varphi_{\text{б}}) + n(t), \quad (1)
 \end{aligned}$$

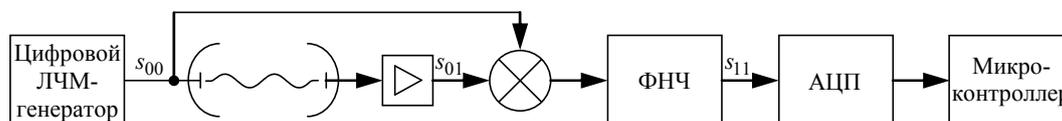


Рис. 1

где  $A$  – амплитуда сигнала;  $b = \omega_{\max} - \omega_0$  – девиация частоты ( $\omega_{\max}$ ,  $\omega_0$  – максимальная и начальная частоты сигнала соответственно);  $T_{\text{и}}$  – длительность ЛЧМ-импульса;  $\varphi_{00}$ ,  $\varphi_{01}$  – фазы опорного и принятого сигналов соответственно;  $\omega_{\text{б}}$ ,  $\varphi_{\text{б}}$  – частота и фаза сигнала биений;  $n(t)$  – "белый" шум.

В схеме на рис. 1 цифровой ЛЧМ-генератор обеспечивает высокую линейность изменения частоты формируемого сигнала  $s_{00}$  во времени при условии, что интервал его дискретизации много меньше ожидаемого периода сигнала биений  $s_{11}$  [8].

Информация о задержке содержится в частоте и в фазе сигнала (1). Как правило, задержку определяют по положению максимума спектра сигнала, полученного быстрым преобразованием Фурье (БПФ) [7]. Однако указанный метод не может быть использован при малом времени наблюдения сигнала из-за возникновения явления Гиббса, а также из-за расширения пика в спектре, что снижает точность измерения [9]. Кроме того, при цифровой обработке на точность измерений существенно влияет и частота дискретизации. Для снижения влияния эффекта Гиббса необходимо увеличить эту частоту, разместив среди имеющихся отсчетов дополнительные отсчеты, нулевые либо полученные в результате интерполяции соседних отсчетов [2]. Если оцениваемый сигнал является моногармоническим, при интерполяции зависимость фазы от времени может быть принята линейной. Зависимость фазы сигнала от времени может быть получена при наличии квадратурных составляющих, которые выделяются в аналоговом виде или цифровым преобразованием Гильберта [6].

Необходимо отметить, что не все алгоритмы, предлагаемые для повышения точности оценки гармонических сигналов, могут быть использованы для обработки их коротких реализаций. Например, методы [5], [7] предполагают измерения частоты по средним значениям наклона на каждом непрерывном участке изменения фазы от  $-\pi$  до  $\pi$ , что невозможно обеспечить при наличии короткой реализации (когда обработке доступен фрагмент сигнала биений длительности, сравнимой с его периодом). В этом случае возможен переход к полному значению фазы расширением диапазона значений до  $2\pi k$ ,  $k = 1, 2, \dots$  [5]. Однако авторы [6] предлагают оценку по методу максимального правдоподобия, которая требует

бесконечной выборки [10], усечение которой ведет к возрастанию погрешности.

На основе проанализированного материала авторами настоящей статьи предложен алгоритм измерения частоты коротких реализаций сигналов, суть которого заключается в следующем:

1. Для сигнала типа (1) в аналоговом или в цифровом виде формируются квадратуры:

$$s_I(t) = 0.5 \sin(\omega_{\text{б}}t + \varphi_{\text{б}});$$

$$s_Q(t) = 0.5 \cos(\omega_{\text{б}}t + \varphi_{\text{б}}).$$

2. Для аналитической выборки  $s_I(t)$ ,  $s_Q(t)$  определяется зависимость фазы от времени:

$$\varphi(t) = \text{arctg}[s_I(t)/s_Q(t)].$$

3. Так как сигнал биений является гармоническим, предполагается линейность его фазы на каждом участке от  $-\pi$  до  $\pi$ . Выполняется переход к полному значению фазы в области определения  $[0, +\infty)$ .

4. К полученной выборке объема  $N = T/\Delta t$  ( $T$  – интервал наблюдений;  $\Delta t$  – шаг дискретизации по времени) применяется гипотеза линейной зависимости фазы от времени. На основании указанной гипотезы вводится линейная аппроксимация зависимости фазы:  $\varphi_{\text{ап}}(t) = at + b$ . Параметры прямой определяются методом наименьших квадратов из уравнения

$$\begin{pmatrix} \sum_{i=1}^N \Delta t_i^2 & \sum_{i=1}^N \Delta t_i \\ \sum_{i=1}^N \Delta t_i & N \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a \\ b \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^N \Delta t_i \varphi(\Delta t_i) \\ \sum_{i=1}^N \varphi(\Delta t_i) \end{bmatrix}.$$

5. Частота сигнала находится как наклон полученной линеаризованной кривой:  $f_{\text{б}} = 1/(2\pi a)$ .

Для проверки приведенного алгоритма в программном пакете MatLab построена модель схемы, представленной на рис. 1. Целью моделирования являлось сравнение оценок задержки, получаемых по предложенному алгоритму и по спектру Фурье в зависимости от отношения "сигнал/шум" при различных задержках. Сигналы оцифровывались с частотой, в 100 раз выше ожидаемой частоты биений (последняя может быть рассчитана исходя из предположения о расстоянии до цели). Грубая оценка частоты биений может формироваться по характерным точкам спектра (по нулям или по нулю и пику); высокая точность при этом не требуется. В процес-

се моделирования выявлено, что указанная частота выборки эвристически оптимальна: при меньших частотах ошибка возрастает, по всей видимости, из-за недостатка выборок для выполнения БПФ с необходимой точностью и для точной линейаризации. При увеличении же частоты выборки ошибка не снижается. Последнее можно объяснить тем, что рост частоты выборки ведет к увеличению полосы пропускания устройства обработки, что повышает энергию шума, попадающую в полосу анализа. Более подробное изучение данного вопроса оставлено за рамками статьи.

Кроме того, указанное соотношение частоты выборки и ожидаемой частоты биений легко реализуется на практике. Так как обрабатываемый сигнал биений, как правило, является низкочастотным (порядка 1...10 кГц), то его оцифровка может быть проведена при частоте Найквиста 0.1...1 МГц, на которой работают широко используемые и выпускаемые в промышленных масштабах аналого-цифровые преобразователи.

Возрастание ошибки разложения в ряд Котельникова для коротких реализаций сигнала можно объяснить погрешностью сходимости ряда в среднеквадратическом смысле. Так, при длине сигнала биений  $(0.1...1.5)T$  дискретизация с частотой в два раза выше несущей дает 1...4 точки, что недостаточно для высокой точности разложения в ряд Котельникова [6]:

$$\lim_{p \rightarrow \infty} \left| f(t) - \sum_{k=-p}^p f\left(\frac{k}{2f_{\max}}\right) \times \frac{\sin\left\{2\pi f_{\max} \left[t - k/(2f_{\max})\right]\right\}}{2\pi f_{\max} \left[t - k/(2f_{\max})\right]} \right|^2 = 0,$$

где  $f_{\max}$  – максимальная частота спектра сигнала;  $p$  – длина выборки.

Данный ряд сходится только при стремлении длительности сигнала к бесконечности, что и определяет ошибку аппроксимации. При обработке коротких сигналов для получения доста-

точного объема выборки требуется увеличение частоты дискретизации (в настоящей статье частота дискретизации в 100 раз превосходит верхнюю частоту спектра сигнала биений). Повышать частоту дискретизации также необходимо для того, чтобы можно было считать "белый" шум на входе приемного устройства гауссовским. Это в свою очередь позволяет использовать в соответствии со статистической теорией алгоритмов оптимальную обработку сигналов [10] и аналого-цифровое преобразование [9].

В ходе численных экспериментов определялась зависимость среднеквадратического отклонения (СКО) оценок частоты биений при наличии "белого" гауссовского шума от задержки сигнала для различных значений отношения "сигнал/шум" на входе приемника. Задержка сигнала измерялась количеством периодов сигнала биений. Длительность выборки равнялась периоду модуляции излучаемого ЛЧМ-сигнала. Оценка проводилась по предложенному в статье алгоритму, причем частота сигнала оценивалась по пику его спектра. В предложенном алгоритме осуществлялось программное преобразование Гильберта во временной области. При оценке по пику спектра он формировался БПФ с количеством точек, в 300 раз превышающим отношение частоты Найквиста к несущей частоте. Это необходимо для достижения достаточной разрешающей способности без применения дополнительных интерполяций. Каждое значение СКО являлось результатом 100 измерений.

На рис. 2–4 представлены зависимости СКО, нормированного на частоту биений  $f_0$  ( $\delta_{f_0} = \delta_f / f_0$ ), от количества периодов  $N$ , заключенных в рассматриваемой реализации сигнала. Зависимости представлены для отношений "сигнал/шум" на входе приемника  $\psi$  от 3 до 50 дБ. На рис. 2, а–4, а представлены зависимости для всего исследованного диапазона  $0.1 \leq N \leq 10$ , на рис. 2, б–4, б – когда длительность анализа не превосходит периода сигнала биений ( $0.1 \leq N \leq 1.0$ ),

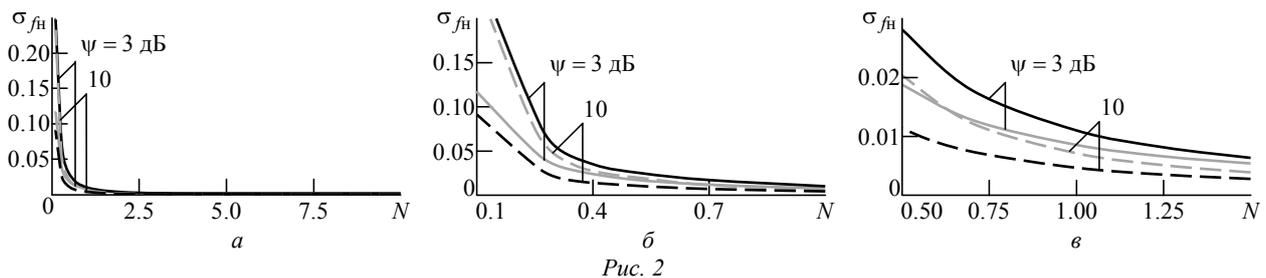


Рис. 2

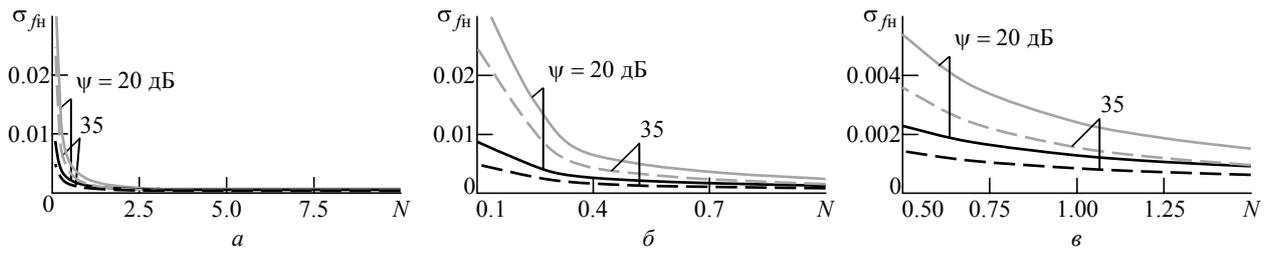


Рис. 3

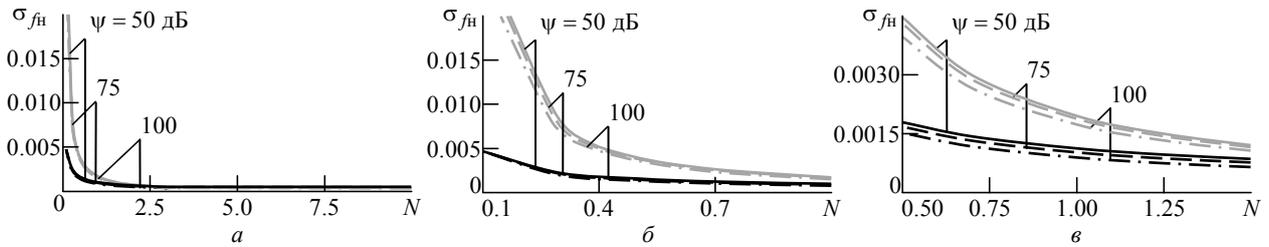


Рис. 4

на рис. 2, в-4, в – когда эта длительность примерно равна периоду ( $0.5 \leq N \leq 1.5$ ). Зависимости, сформированные в результате применения предложенного алгоритма, даны черными кривыми, а полученные по пику спектра на основе БПФ – серыми. Из представленных зависимостей следует, что при коротких реализациях (меньше двух периодов сигнала) и отношении "сигнал/шум" более 10 дБ (рис. 3, б, в; 4, б, в) предложенный алгоритм дает большую точность по сравнению с применением БПФ. Это объясняется тем, что при уменьшении объема выборки возрастает роль дискретной ошибки БПФ. Значение ошибки может быть снижено интерполяцией, однако любая интерполяция формы спектра носит лишь приближенный характер. В предложенном алгоритме используется априорная информация о линейной зависимости фазы сигнала биений, в связи с чем линейаризация зависимости фазы от времени может рассматриваться как наиболее точный тип интерполяции, дающий наименьшую ошибку определения времени задержки. При отношении "сигнал/шум" 3 дБ алгоритм оценки по максимуму

спектра показал лучшие результаты, чем предложенный в настоящей статье алгоритм. Это может быть следствием ошибок использования метода наименьших квадратов при больших отклонениях значений и малом объеме выборки.

При увеличении задержки до значений, соответствующих  $N > 2.5$ , точность предложенного алгоритма и оценки по спектру не меняются и зависят только от отношения "сигнал/шум", что согласуется с общей теорией оптимального приема [10].

Зависимости  $\delta_{fH}(\psi)$  для значений  $N = 0.5, 1.5$  и 10 приведена на рис. 5. Из них следует, что при отношениях "сигнал/шум" на входе приемника выше 40 дБ ошибка измерений практически не меняется для каждой из представленных зависимостей. С другой стороны, при  $N < 1.5$  ошибка измерений существенно зависит от длительности выборки  $N$ . Например, при изменении  $N$  от 0.5 до 1.5 СКО снижается в 5 раз. При дальнейшем росте интервала существенной зависимости ошибки от его значения не наблюдается. При  $\psi < 40$  дБ СКО существенно зависит от уровня шума, на-

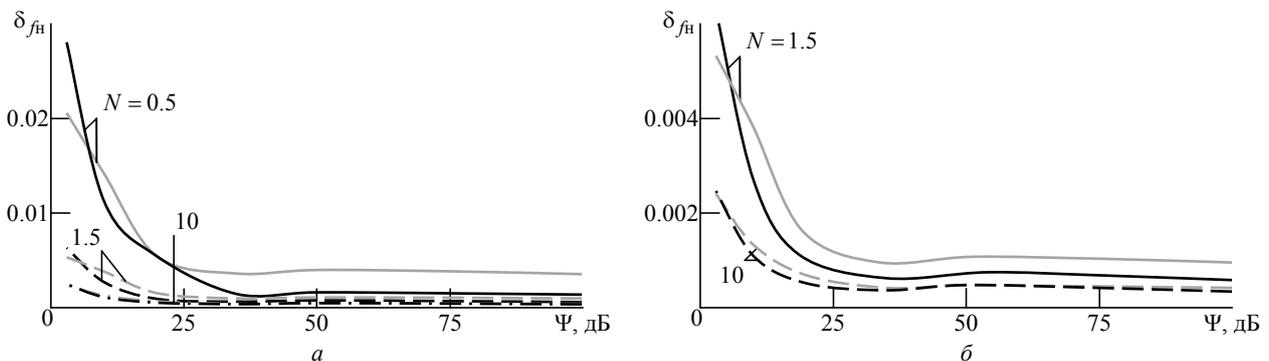


Рис. 5

пример, при снижении отношения "сигнал/шум" от 40 до 10 дБ СКО увеличивается в 3–5 раз. Различия в СКО предложенного алгоритма и оценки по спектру снижаются при увеличении отношения "сигнал/шум".

Кроме случайной составляющей ошибки для выборок с длительностью менее одного периода присутствует постоянная составляющая ошибки в определении значения частоты, что объясняется расширением пика спектра и явлением Гиббса при оценке частоты методом БПФ [9]. Можно ожидать, что при использовании предложенного алгоритма с аналоговым способом получения квадратур эта ошибка будет устранена.

Необходимо отметить вычислительную простоту предложенного алгоритма по сравнению с оценкой на основе БПФ, где для достижения высокой точности приходится вычислять коэффициенты нелинейной интерполяции или выполнять преобразование на сетке, значительно превышающей шаг дискретизации. В предложенном алго-

ритме, напротив, используется априорная информация о линейной зависимости фазы от времени, что позволяет упростить и ускорить вычисление времени задержки сигнала.

Разработанный алгоритм имеет преимущества в точности по сравнению с традиционным методом при отношениях "сигнал/шум" более 10 дБ. При времени задержки, меньшем двух периодов сигнала, ошибка измерений зависит от него.

В настоящей статье оставлены открытыми вопросы о выборе метода получения квадратур для выборок сигнала менее длительности одного периода. Кроме того открытым остается вопрос о минимальной скорости дискретизации для таких реализаций. Как было показано, она должна быть выше, чем удвоенное значение несущей частоты. Это связано с тем, что при малом количестве точек в выборке существенной является ошибка в детектировании каждой из таких точек.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Комаров И. В. Основы теории радиолокационных систем с непрерывным излучением частотно-модулированных колебаний М.: Горячая линия–Телеком, 2010. 392 с.
2. Калмыков А. А., Никитин Н. П. Обработка авторегрессионных сигналов: учеб. пособие. Екатеринбург: УГТУ–УПИ, 2002. 89 с.
3. Цифровые интерполяционные алгоритмы оценки частоты гармонического сигнала. Сравнительный анализ / С. А. Антипов, Д. С. Гнездилов, В. А. Козьмин, В. М. Стопкин // Радиотехника. 2014. № 3. С. 42–46.
4. Атаянц Б. А., Паршин В. С. Измерение частоты гармонического сигнала, принимаемого на фоне аддитивного белого шума, по его короткой реализации // Измерительная техника. 2004. № 6. С. 42–46.
5. Калмыков А. А., Ронкин М. В. Сравнение цифровых методов определения времени прихода локационных сигналов // Цифровые методы оценки времен прохождения ультразвуковых локационных сигналов // Датчики и системы. 2014. № 8(183). С. 11–16.
6. Roosnek N. Novel digital signal processing techniques for ultrasonic gas flow measurements // Flow measurement and instrumentation. 2000. № 1. С. 89–99.
7. Kupnik M., Krasser E., Groschl M. Absolute transit time detection for ultrasonic gas flowmeters based on time and phase domain characteristics // IEEE Ultrasonic symposium, New York, 28–31 Oct. 2007. Piscataway: IEEE, 2007. С. 142–145.
8. Карманов Ю. Т., Поваляев С. В. Характеристики радиолокационных дальномеров с ЛЧМ-зондирующими сигналами, синтезированными по цифровой технологии DDS // Вестн. ЮУрГУ. Сер. Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника. 2014. Т. 14, № 1. С. 14–22.
9. Оппенгейм А., Шафер Р. Ф. Цифровая обработка сигналов. М.: Мирб, 2006. 848 с.
10. Ван Трис. Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции: в 2 т. Т. 1: Теория обнаружения, оценок и линейной модуляции / пер. с англ.; под. ред. В. И. Тихонова. М.: Сов. радио, 1972. 744 с.

M. V. Ronkin, A. A. Kalmikov, E. I. Khrestina  
*Ural federal university n. a. the first President of Russia B. N. Yeltsin*

### **Estimation of frequency of radar signals with continuous emission for short sample length of realization based on processing of quadrature decomposition**

*The new algorithm for fast estimation of short signals realization is presented. The proposed algorithm involve processing of linear frequency modulation signals by evaluation-correlator scheme, quadrature decomposition, and digital processing of relation between phase and time. The comparisons with estimation of frequency in spectral domain depend on signal to noise ratio and on delay have been performed.*

Radars, signal processing, measurement of frequency

Статья поступила в редакцию 6 февраля 2015 г.

УДК 621.396.969.14

Д. И. Попов

Рязанский государственный радиотехнический университет

## Измерение радиальной скорости цели

*Синтезированы многоканальные и одноканальные измерители радиальной скорости цели с использованием многочастотных сигналов при наличии коррелированных и некоррелированных помех. Проведен анализ синтезированных измерителей радиальной скорости цели.*

### Измерение координат, многочастотные сигналы, пассивные помехи, радиальная скорость цели

При измерении координат движущихся целей в импульсных радиолокационных системах (РЛС) возникает известная проблема совместного однозначного измерения дальности и радиальной скорости цели [1]. Предел однозначного измерения обеих координат определяется длительностью периода повторения  $T$  зондирующих импульсов. Максимальная однозначная дальность  $R_{\max} = cT/2$ , где  $c$  – скорость распространения радиоволн. Доплеровской частоте  $f_{\text{Д}}$  с учетом ее знака соответствует интервал однозначности  $\pm 1/(2T)$ . Из соотношения

$$f_{\text{Д max}} = 2v_{\text{Г max}} f_{\text{Н}} / c = 2v_{\text{Г max}} / \lambda = 1/(2T)$$

( $v_{\text{Г max}}$  – максимальная радиальная скорость цели;  $f_{\text{Н}}$  – несущая частота зондирующего сигнала;  $\lambda = c/f_{\text{Н}}$  – длина волны РЛС) для максимальной однозначной радиальной скорости цели получим  $v_{\text{Г max}} = \lambda/(4T)$ . Тогда интервалы совместного однозначного измерения дальности и радиальной скорости цели определяются из произведения  $R_{\max} v_{\text{Г max}} = c\lambda/8$ , в соответствии с которым при заданной длине волны увеличение интервала однозначного измерения одной координаты приводит к уменьшению интервала другой координаты. Так как выбор длины волны РЛС определяется целым рядом факторов, то увеличить данное произведение за счет использования большей длины волны не представляется возможным.

При проектировании РЛС предпочтение первоначально отдается одной из координат. Для однозначного измерения радиальной скорости цели с высокими разрешающей способностью и точностью используются зондирующие импульсы малой скважности [1]. При этом для однозначного измерения дальности принимаются специаль-

ные меры. Широкое распространение получили когерентно-импульсные РЛС с зондирующими импульсами высокой скважности, что обусловлено возможностью однозначного измерения дальности большого числа целей простыми средствами и с высокой разрешающей способностью. Интервал однозначного измерения доплеровской частоты  $\pm 1/(2T)$  и соответствующий ему интервал радиальной скорости при этом оказываются совершенно недостаточными для реальных скоростей большинства радиолокационных целей. Однако в ряде РЛС, например в РЛС управления воздушным движением, метеорологических РЛС и т. п., помимо дальности требуется информация о радиальной скорости движущегося объекта.

Решение указанной проблемы, не рассмотренной детально в известной зарубежной и отечественной научно-технической литературе, предполагает использование многочастотного импульсного сигнала [2], позволяющего существенно расширить интервал однозначного измерения радиальной скорости в когерентно-импульсных РЛС высокой скважности при сохранении однозначного измерения дальности. В этом случае для однозначного измерения радиальной скорости используется разностная доплеровская частота многочастотного сигнала  $f_{\text{Д,р}} = 2v_{\text{Г}} f_{\text{р}} / c$  (где  $f_{\text{р}}$  – разность соседних эквидистантных несущих частот компонент многочастотного сигнала), что соответствует расширению диапазона однозначного измерения в  $f_{\text{Н}}/f_{\text{р}}$  раз. Если в соответствии с условием  $f_{\text{Д,р}} \leq 1/(2T)$  для максимально возможной скорости цели  $v_{\text{Г max}}$  выбрать разность несущих частот  $f_{\text{р}} \leq c/(4v_{\text{Г max}} T)$ , то во всем диапазоне реальных скоростей цели может быть осуществлено их однозначное измерение.

Целью настоящей статьи являются синтез и анализ многоканальных и одноканальных измерителей радиальной скорости цели с использованием многочастотных сигналов.

**Многоканальное измерение** радиальной скорости цели вытекает из многоканального по доплеровской частоте сигнала построения обнаружителей в частотных каналах. Оптимальное обнаружение многочастотного сигнала на фоне пассивных помех в каждом из  $L$  частотных каналов основывается на адаптивной матричной фильтрации  $N$  цифровых отсчетов

$$U_{jl} = x_{jl} + iy_{jl} \quad (j = \overline{1, N}, l = \overline{1, L})$$

соответствующей частотной компоненты с последующим многоканальным когерентным суммированием (накоплением) результатов матричной фильтрации [2]. Весовыми коэффициентами матричного фильтра являются оценки элементов обратной корреляционной матрицы помехи, вычисление которых в условиях априорной неопределенности в общем случае представляет собой трудоемкую процедуру, усложняющую реализацию оптимальных алгоритмов обработки. При марковских аппроксимациях помехи матричный фильтр преобразуется в векторный адаптивный режекторный фильтр (АРФ), что приводит в каждом частотном канале к традиционной квазиоптимальной структуре "режекторный фильтр – многоканальный когерентный накопитель" [3].

В случае произвольных корреляционных свойств пассивной помехи АРФ может выполняться с комплексными весовыми коэффициентами [4], [5], что при реализации данных АРФ в цифровом виде предполагает использование комплексных множителей (цифровых двумерных фазовращателей), число которых пропорционально порядку фильтра. При этом существенно усложняется структура АРФ, особенно высоких порядков, и повышаются требования к быстродействию арифметических операций для выполнения обработки в реальном масштабе времени. Избежать указанных трудностей можно предварительной компенсацией доплеровского сдвига фазы помехи, обусловленного взаимным перемещением источника мешающих отражений и носителя радиолокатора. В работе [6] синтезированы алгоритмы оценивания и предложены принципы построения и структурные схемы измерителей и автокомпенсаторов доплеровской фазы пассивных помех. Режектирование "остановленной" помехи теперь может быть осуществлено фильтром с дей-

ствительными весовыми коэффициентами, адаптирующимися к корреляционным свойствам помехи на выходе автокомпенсатора [7]–[9].

Скользкая обработка в АРФ  $m$ -го порядка приводит к вычислению отсчетов [3]:

$$Z_{jl}, \quad j = \overline{m+1, N}, \quad l = \overline{1, L}.$$

Алгоритм квазиоптимальной линейной фильтрации с учетом исключения из обработки  $m$  отсчетов переходного процесса АРФ в  $p$ -м доплеровском канале  $l$ -го частотного канала аналогично алгоритму (7) из работы [2] принимает вид

$$X_{lp} = \sum_{j=m+1}^N h_{j-m}^{(l)} \mathfrak{S}^{(j-m-1)(p-1)} Z_{jl},$$

$$l = \overline{1, M}, \quad p = \overline{1, N-m},$$

где  $h_{j-m}^{(l)}$  – весовые коэффициенты, обеспечивающие необходимое подавление боковых лепестков относительно основного лепестка амплитудно-частотной характеристики многоканального по доплеровской частоте алгоритма дискретного преобразования Фурье (ДПФ);  $\mathfrak{S} = e^{-i2\pi/(N-m)}$  – оператор ДПФ.

Решение о наличии сигнала принимается отдельно в доплеровских каналах каждого частотного канала по результатам сравнения значений  $|X_{lp}|^2$  или  $|X_{lp}|$  с пороговыми уровнями обнаружения. Заметим, что автокомпенсация доплеровской фазы пассивной помехи приводит к локализации остатков режектирования помехи в граничных каналах многоканального фильтра, реализующего ДПФ взвешенных отсчетов  $Z_{jl}$ , облегчая тем самым обнаружение сигналов движущихся целей в свободных от остатков помехи доплеровских каналах. При отсутствии пассивных (коррелированных) помех основным видом помех являются некоррелированные собственные шумы приемника. При этом АРФ отсутствует, а обработка исходных отсчетов  $U_{jl}$  в каждом частотном канале сводится к многоканальному когерентному накоплению по алгоритму (8) работы [2].

Сигнал от движущейся цели попадает в различные доплеровские каналы каждого из частотных каналов. Номера доплеровских каналов  $k_l$ , в которых произошло обнаружение сигнала от цели, используются для измерения радиальной скорости цели. Соответствующая разностной доплеровской частоте  $f_{Д,р}$  с учетом ее знака оценка фазового сдвига

$$\hat{\theta}_p = \varphi_{c,p} - \hat{\varphi}_{п,p} = \text{sign} \left( \sum_{l=1}^L \arg X_{kl} \right) \frac{\Delta\psi}{L-1} \sum_{l=1}^{L-1} |k_l - k_{l+1}|, \quad (1)$$

где  $\varphi_{c,p}$  и  $\varphi_{п,p}$  – разностные доплеровские сдвиги фазы за период повторения  $T$  сигнала и помехи;  $\Delta\psi$  – взаимная расстройка доплеровских каналов (при квазиоптимальной обработке на основе АРФ и многоканального когерентного накопителя  $\Delta\psi = 2\pi/(N - m)$ , а при многоканальном когерентном накоплении на фоне некоррелированных собственных шумов как  $\Delta\psi = 2\pi/N$ ); символ ":" указывает на оценку значения.

По оценкам  $\hat{\varphi}_{пl}$  доплеровских сдвигов фазы помехи за период повторения  $T$ , определяемых в АРФ соответствующих частотных каналов [6]–[9], найдем разностный доплеровский сдвиг фазы помехи

$$\hat{\varphi}_{п,p} = \frac{1}{L-1} \sum_{l=1}^{L-1} (\hat{\varphi}_{пl} - \hat{\varphi}_{п,l+1}).$$

Тогда с учетом (1) разностный доплеровский сдвиг фазы сигнала

$$\hat{\varphi}_{c,p} = \hat{\theta}_p + \hat{\varphi}_{п,p}. \quad (2)$$

При отсутствии пассивной помехи  $\hat{\varphi}_{п,p} = 0$  и  $\hat{\varphi}_{c,p} = \hat{\theta}_p$ . Из формул

$$\hat{f}_{Д,p} = 2\hat{v}_r f_p / c \text{ и } \hat{f}_{Д,p} = \hat{\varphi}_{c,p} / (2\pi T)$$

для оценки радиальной скорости получим

$$\hat{v}_r = c \hat{f}_{Д,p} / (2f_p) = c \hat{\varphi}_{c,p} / (4\pi f_p T) = d \hat{\varphi}_{c,p}, \quad (3)$$

где  $d = c / (4\pi f_p T)$  – весовой коэффициент.

При выборе разности несущих частот  $f_p$  компонент многочастотного сигнала из условия  $f_p \leq c / (4v_{r\max} T)$  измерение радиальной скорости будет однозначным. Интервал однозначного измерения дальности традиционно определяется выбором периода повторения  $T$ .

**Одноканальное измерение.** Для синтеза алгоритма измерения радиальной скорости на основе одноканальных по доплеровской частоте фильтров в каждом частотном канале используем упрощенную статистику [3]

$$\tilde{u}_l(\theta_l) = \sum_{j=1}^N Y_{jl}^* Y_{jl} + \sum_{j=2}^N \left( e^{-i\theta_l} Y_{j-1,l}^* Y_{jl} + e^{i\theta_l} Y_{j-1,l} Y_{jl}^* \right), \quad l = \overline{1, L}, \quad (4)$$

где  $\theta_l = \varphi_{cl} - \hat{\varphi}_{пl}$ , причем  $\varphi_{cl}$  и  $\varphi_{пl}$  – доплеровские сдвиги фазы за период повторения  $T$  сигнала и помехи в  $l$ -м частотном канале соответственно;  $Y_{jl}$  – выходные отсчеты адаптивного матричного фильтра (АМФ) [2].

Алгоритм одноканального измерения доплеровской фазы  $\theta_l$  найдем из условия максимума статистики (4). Решив уравнение

$$\partial \tilde{u}_l(\theta_l) / \partial \theta_l \Big|_{\theta_l = \hat{\theta}_l} = 0 \quad (l = \overline{1, L})$$

относительно  $e^{i\theta_l}$ , получим для квазиоптимального оценивания этого значения в  $l$ -м частотном канале алгоритм

$$e^{i\hat{\theta}_l} = A_l / |A_l| = \sum_{j=2}^N Y_{j-1,l}^* Y_{jl} / \left| \sum_{j=2}^N Y_{j-1,l}^* Y_{jl} \right|, \quad l = \overline{1, L},$$

где  $A_l = \sum_{j=2}^N Y_{j-1,l}^* Y_{jl}$ .

Оценке разностной доплеровской фазы для смежных частотных каналов соответствует величина  $e^{i\hat{\theta}_{pl}} = e^{i\hat{\theta}_l} e^{-i\hat{\theta}_{l+1}} = A_l A_{l+1}^* / (|A_l| |A_{l+1}|)$ ,  $l = \overline{1, L-1}$ .

Проведя межканальное усреднение полученных тригонометрических функций в виде

$$\sum_{l=1}^{L-1} e^{i\hat{\theta}_{pl}} = \sum_{l=1}^{L-1} \left[ A_l A_{l+1}^* / (|A_l| |A_{l+1}|) \right] = e^{i\hat{\theta}_p},$$

найдем усредненное значение оценки

$$\hat{\theta}_p = \arg \sum_{l=1}^{L-1} A_l A_{l+1}^* = \arctg \left[ \text{Im} \sum_{l=1}^{L-1} (A_l A_{l+1}^*) / \text{Re} \sum_{l=1}^{L-1} (A_l A_{l+1}^*) \right]. \quad (5)$$

АМФ при марковских аппроксимациях помехи преобразуется в векторный АРФ, на выходе которого вычисляются отсчеты  $Z_{jl}$  [3]. При этом в алгоритме (5) вместо значений  $A_l$  используются

учитывающие сокращение обрабатываемых отсчетов из-за переходного процесса в АРФ значения

$$A_{l_{\text{кор}}} = \sum_{j=m+2}^N Z_{j-1,l}^* Z_{jl}.$$

С помощью формул (2), (3) и (5) при выборе разностной частоты  $f_p$  в соответствии со значением  $v_{r\text{max}}$  однозначно определяется оценка радиальной скорости цели.

Для исключения ложных отсчетов радиальной скорости в отсутствие сигнала от цели измерение следует осуществлять совместно с обнаружением цели, которое в каждом частотном канале также должно быть одноканальным. Традиционным решением задачи синтеза систем обнаружения, одноканальных по доплеровской фазе сигнала в каждом частотном канале, является усреднение отношения правдоподобия  $\Lambda(\{\theta_l\})$  [2] в диапазоне значений совокупности доплеровских сдвигов фазы  $\{\theta_l\} = \{\theta_1, \dots, \theta_L\}$ . Тогда структура системы обнаружения, инвариантная к совокупности  $\{\theta_l\}$ , определяется в результате интегрирования отношения правдоподобия в интервале однозначности  $[-\pi, \pi]$ :

$$\Lambda = \int_{-\pi}^{\pi} \dots \int_{-\pi}^{\pi} \Lambda(\{\theta_l\}) p(\{\theta_l\}) d\theta_1 \dots d\theta_L,$$

где  $p(\{\theta_l\})$  – плотность вероятности совокупности  $\{\theta_l\}$ .

С учетом статистической независимости обрабатываемых данных в частотных каналах найдем

$$\Lambda = \prod_{l=1}^L \int_{-\pi}^{\pi} \Lambda_l(\theta_l) p(\theta_l) d\theta_l,$$

где  $p(\theta_l)$  – плотность вероятности доплеровской фазы  $\theta_l$ .

В явном виде полученный интеграл не вычисляется. Найдем упрощенный вариант отношения правдоподобия. Используя соответствующую когерентной обработке вторую сумму в (4), для упрощенного отношения правдоподобия в  $l$ -м частотном канале получим

$$\begin{aligned} \tilde{\Lambda}_l(\theta_l) &= \\ &= C_l \exp \left[ \frac{1}{2} \sum_{j=2}^N \left( e^{-i\theta_l} Y_{j-1,l}^* Y_{jl} + e^{i\theta_l} Y_{j-1,l} Y_{jl}^* \right) \right] = \\ &= C_l \exp \left[ 0.5 \left( e^{-i\theta_l} A_l + e^{i\theta_l} A_l^* \right) \right], \end{aligned} \quad (6)$$

где  $C_l$  – не зависящая от входных отсчетов  $U_{jl}$  константа.

Положив, что величины  $\theta_l$  равномерно распределены  $[p(\theta_l) = 1/(2\pi)]$  в интервале однозначности  $[-\pi, \pi]$ , выполним интегрирование с учетом выражения (6):

$$\begin{aligned} \tilde{\Lambda} &= \prod_{l=1}^L C_l \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp(\cos \theta_l \operatorname{Re} A_l + \sin \theta_l \operatorname{Im} A_l) d\theta_l = \\ &= \prod_{l=1}^L C_l \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp[|A_l| \cos(\theta_l - \arg A_l)] d\theta_l. \end{aligned}$$

Полученный интеграл является табличным и соответствует модифицированной функции Бесселя нулевого порядка  $I_0(|A_l|)$ . При этом  $I_0(x) \approx \exp(x)$ , для  $x \gg 1$ , что обычно наблюдается при межпериодной обработке сигналов. Тогда

$$\tilde{\Lambda} = \prod_{l=1}^L C_l I_0(|A_l|) \approx \left( \prod_{l=1}^L C_l \right) \exp \left( \sum_{l=1}^L |A_l| \right). \quad (7)$$

Моноотонная функция от выражения (7) приводит к решающей статистике

$$u = \sum_{l=1}^L |A_l| = \sum_{l=1}^L \left| \sum_{j=2}^N Y_{j-1,l}^* Y_{jl} \right| \geq u_0, \quad (8)$$

где  $u_0$  – пороговый уровень обнаружения.

При переходе от матричной к векторной обработке алгоритм (8) с учетом сокращения накапливаемых отсчетов из-за переходного процесса в АРФ имеет вид

$$u_{\text{кор}} = \sum_{l=1}^L |A_{l_{\text{кор}}}| = \sum_{l=1}^L \left| \sum_{j=m+2}^N Z_{j-1,l}^* Z_{jl} \right| \geq u_{0_{\text{кор}}}. \quad (9)$$

При некоррелированной помехе АРФ отсутствует и алгоритм обнаружения принимает вид

$$u_{\text{н}} = \sum_{l=1}^L |A_{\text{н}l}| = \sum_{l=1}^L \left| \sum_{j=2}^N U_{j-1,l}^* U_{jl} \right| \geq u_{\text{н}0}, \quad (10)$$

где  $A_{nl} = \sum_{j=2}^N U_{j-1,l}^* U_{jl}$ .

Внутренние суммы алгоритмов (8)–(10) соответствуют инвариантной к доплеровским сдвигам фаз сигналов обработке, реализующей в каждом частотном канале одноканальное когерентное накопление (фильтрацию) попарных произведений комплексносопряженных соседних отсчетов  $Y_{jl}$ ,  $Z_{jl}$  или  $U_{jl}$ . Внешние суммы соответствуют некогерентному объединению выходных отсчетов частотных каналов.

Аналогично (5) с использованием величин  $A_{nl}$  для оценки разностного доплеровского сдвига фазы сигнала при наличии некоррелированной помехи найдем:

$$\hat{\phi}_{с.р} = \arg \sum_{l=1}^{L-1} A_{nl} A_{n,l+1}^* = \arctg \left[ \frac{\text{Im} \sum_{l=1}^{L-1} (A_{nl} A_{n,l+1}^*)}{\text{Re} \sum_{l=1}^{L-1} (A_{nl} A_{n,l+1}^*)} \right]. \quad (11)$$

Для расширения диапазона арктангенса до интервала  $[-\pi, \pi]$  используются логические операции [3], [10]. Оценка радиальной скорости цели по-прежнему определяется по формуле (3) в интервале однозначности, соответствующем выбору частоты  $f_p$ . Заметим, что алгоритмы оценивания доплеровских сдвигов фазы сигнала на фоне некоррелированных собственных шумов имеют тот же вид и при получении их методом максимального правдоподобия [11], и, следовательно, соответствующие оценки являются асимптотически эффективными и асимптотически нормальными.

Алгоритмы (2), (3), (5) и (8) или (9) при использовании в (5) величин  $A_l$  или  $A_{l,кор}$  образуют совокупность, соответствующую совместному об-

наружению-измерению многочастотных сигналов на фоне коррелированных (пассивных) помех, а алгоритмы (3), (10) и (11) – аналогичную совокупность при совместном обнаружении-измерении указанных сигналов на фоне некоррелированных собственных шумов приемника.

На рис. 1 приведена реализующая алгоритмы (3), (10) и (11) при количестве частотных каналов  $L = 2$  структурная схема обнаружителя-измерителя [12], содержащая запоминающие на период повторения  $T$  устройства  $ЗУ_T$ , комплексные множители ( $\times$ ), блоки комплексного сопряжения ( $*$ ), синхронные накопители СН, вычислители модуля ВМ, вычислитель фазы ВФ [10], выполняющий вычисления по алгоритму (11) и расширяющий диапазон измерения  $\hat{\phi}_{с.р}$  до интервала  $[-\pi, \pi]$ , сумматор  $\Sigma$ , весовой блок ( $\times$ ), пороговое устройство ПУ и ключ Кл, пропускающий на выход обнаружителя-измерителя оценку  $\hat{v}_r$  при поступлении сигнала обнаружения СО, используемого далее при автосъеме других координат цели.

**Анализ точности измерения.** Рассмотрим точность измерения доплеровского сдвига фазы сигнала  $\phi_p = \phi_{с.р}$ , соответствующего разностной частоте. При многоканальном измерении разностного доплеровского сдвига фазы  $\phi_p$  по алгоритму, аналогичному (1), точность определяется интервалом  $\Delta\psi$  и числом усредняемых оценок  $L - 1$ . При многоканальном когерентном накоплении на фоне некоррелированных собственных шумов  $\Delta\psi = 2\pi/N$ . С учетом равновероятных значений  $\phi_l = \phi_{cl}$  в интервале  $\Delta\psi$  дисперсия оценки  $\hat{\phi}_l$  доплеровского сдвига фазы для одного частотного канала  $\sigma_{\hat{\phi}_l}^2 = (\Delta\psi)^2 / 12$ . Тогда диспер-

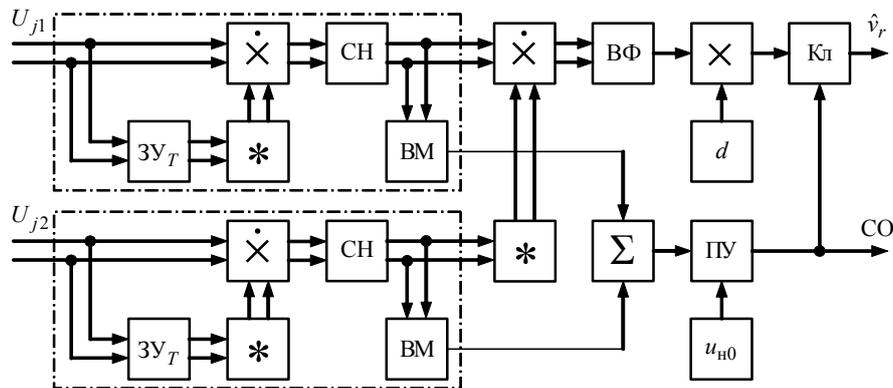


Рис. 1

сия усредненной по частотным каналам оценки разностного доплеровского сдвига фазы сигнала

$$\sigma_{\hat{\varphi}_p}^2 = L\sigma_{\hat{\varphi}_l}^2 / (L-1) = L(\Delta\psi)^2 / [12(L-1)]. \quad (12)$$

При одноканальном измерении с учетом асимптотической эффективности и асимптотической нормальности распределения оценки  $\hat{\varphi}_p$  для определения ее дисперсии используем выражение Крамера–Рао:

$$\sigma_{\hat{\varphi}_p}^2 = - \left[ \partial^2 \ln P_{c.ш}(\{U_l\}/\varphi_p) / \partial \varphi_p^2 \right]^{-1}, \quad (13)$$

где  $P_{c.ш}(\{U_l\}/\varphi_p)$  – совместная плотность вероятности совокупности  $\{U_l\}$  из [2] с корреляционными матрицами суммы сигнала и шума  $R_{c.шl} = R_{cl} + R_{шl}$ . Здесь  $R_{шl} = I$  ( $I$  – единичная матрица).

После вычислений в (13) получим

$$\sigma_{\hat{\varphi}_p}^2 = \left[ \sum_{l=1}^L \text{sp}(B_l R_l^*) / \det R_l \right]^{-1}, \quad (14)$$

где  $\text{sp}(\cdot)$  – след матрицы, а элементы матрицы  $B_l$  определены как

$$B_l(j, k) = -(j-k)^2 \text{Ad}[R_l(j, k)],$$

причем  $\text{Ad}[R_l(j, k)]$  – алгебраические дополнения элементов  $R_l(j, k)$ .

Соответствующая выражению (14) зависимость для среднеквадратического отклонения  $\sigma_{\hat{\varphi}_p}$  при отношении "сигнал/шум"  $q = 7$  дБ и  $N = 20$  приведена на рис. 2 сплошной кривой. Штриховая кривая рассчитана по формуле (12) для многоканального измерителя при том же  $N$  и не зависит от величины  $q$ . Как видим, одноканальный

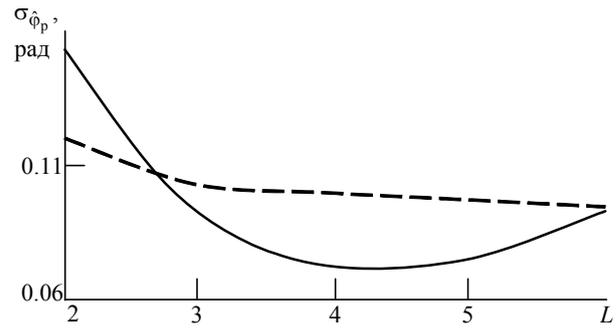


Рис. 2

измеритель в основном выигрывает в точности измерения по сравнению с многоканальным. При четырех или пяти частотных каналах выигрыш одноканального измерителя по сравнению с многоканальным максимален и достигает двух раз. С учетом аналогичных зависимостей для порогового отношения "сигнал/шум", рассчитанных по методике [2] и имеющих минимум при  $L = 2 \dots 4$ , оптимальное число частотных каналов при совместном обнаружении-измерении составляет  $L = 3-4$ . Из функциональной связи (3) между оценками радиальной скорости и разностного доплеровского сдвига фазы сигнала следует, что среднеквадратичная ошибка измерения радиальной скорости  $\sigma_{\hat{v}_r} = d\sigma_{\hat{\varphi}_p}$ .

Таким образом, синтезированные многоканальные и одноканальные измерители радиальной скорости цели позволяют при соответствующем выборе параметров многочастотного сигнала осуществлять в когерентно-импульсных РЛС высокой скважности однозначное измерение радиальной скорости при сохранении однозначного измерения дальности. Анализ точности синтезированных измерителей показал, что при выборе оптимального числа частотных каналов одноканальный измеритель выигрывает в точности измерения по сравнению с многоканальным.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Radar handbook / ed. by M. I. Skolnik. 3rd ed. McGraw Hill, 2008. 1352 p.
2. Попов Д. И. Оптимальная обработка многочастотных сигналов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2013. Вып. 1. С. 32–39.
3. Попов Д. И. Адаптивная обработка многочастотных сигналов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2013. Вып. 6. С. 15–20.
4. А. с. 934816 СССР, МПК<sup>6</sup> G 01S7/36, G01S13/52. Режекторный фильтр / Д. И. Попов. Опубл. 27.11.1998. Бюл. № 33.
5. Попов Д. И. Адаптация нерекурсивных режекторных фильтров // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2009. Т. 52, № 4. С. 46–55.
6. Попов Д. И. Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. 2009. № 2. С. 30–33.
7. А. с. 875960 СССР, МПК<sup>6</sup> G01S7/36, G01S13/52. Устройство для подавления пассивных помех / Д. И. Попов. Опубл. 27.11.1998. Бюл. № 33.

8. А. с. 1015757 СССР, МПК<sup>6</sup> G01S7/36. Устройство подавления пассивных помех / Д. И. Попов. Опубл. 27.11.1998. Бюл. № 33.

9. А. с. 1098399 СССР, МПК<sup>6</sup> G01S7/36. Устройство адаптивной режекции пассивных помех / Д. И. Попов. Опубл. 20.12.1998. Бюл. № 35.

10. Пат. RU 2165627 C1, МПК<sup>7</sup> G01R25/00. Доплеровский фазометр многочастотных сигналов / Д. И. Попов, А. Г. Белокрылов. Опубл. 20.04.2001. Бюл. № 11.

11. Попов Д. И., Белокрылов А. Г. Синтез обнаружителей-измерителей многочастотных сигналов // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2001. Т. 44, № 11. С. 33–40.

12. Пат. RU 2166772 C1, МПК<sup>7</sup> G01S13/58. Обнаружитель-измеритель многочастотных сигналов / Д. И. Попов, А. Г. Белокрылов. Опубл. 10.05.2001. Бюл. № 13.

D. I. Popov

Ryazan state radio engineering university

### Measurement of target radial velocity

*The multichannel and single-channel measuring instruments of target radial velocity with use multifrequency signals at presence correlated and non-correlated handicapes are synthesized. The analysis of the synthesized measuring instruments of target radial velocity is carried out.*

Measurement of coordinates, multifrequency signals, clutter, target radial velocity

Статья поступила в редакцию 30 декабря 2014 г.

УДК 621.396.96

В. М. Артюшенко

Технологический университет (Королев)

В. И. Воловач

Поволжский государственный университет сервиса (Тольятти)

## Оценка точности измерения информационных параметров сигнала на фоне коррелированной аддитивной помехи при непрерывной обработке<sup>1</sup>

*Рассмотрена оценка точности измерения параметров сигнала, несущих информацию о движении протяженных объектов, на фоне коррелированной аддитивной помехи, имеющей в общем случае негауссовский характер распределения, при непрерывной обработке сигнала. Получены выражения для оценки точности измерения информационных параметров сигнала в указанных условиях. Показано, что учет корреляционных свойств и негауссовского характера аддитивной помехи позволяет значительно повысить точность измерения информационных параметров. Показано, что по сравнению с дискретной обработкой, непрерывная обработка при прочих равных условиях позволяет получить более точные оценки измеряемых параметров.*

### Радиотехнические устройства ближнего действия, протяженный объект, аддитивная коррелированная негауссовская помеха, информационные параметры сигнала

Измерения (оценки) параметров сигналов, несущих информацию о движении объектов, в радиолокации являются традиционными и весьма подробно рассмотрены в [1], [2] и др. Достаточно хорошо изучены вопросы радиолокационного измерения точечных [3], [4] и отчасти сложных дискретных [5], [6] целей. Вместе с тем многие аспек-

ты, связанные с измерением параметров сигнала, несущих информацию о движении объектов, находящихся на относительно небольших расстояниях от радиолокационных измерителей, еще недостаточно изучены и имеют ряд специфических особенностей как теоретического, так и практического характера [7]–[10].

<sup>1</sup> Статья выполнена в рамках фундаментальной НИР, финансируемой из средств Минобрнауки (Государственное задание на 2014, 2015 гг., код 226).

В большинстве работ, посвященных оценке параметров сигналов, считалось, что на полезный сигнал воздействует аддитивная помеха, как правило, с гауссовской плотностью распределения вероятности (ПРВ). Однако, как показывают проведенные исследования [11]–[17], принимаемый измерителем сигнал подвержен воздействию аддитивных помех, имеющих ярко выраженный негауссовский характер. Для радиолокации, радионавигации, телеметрии, радиоизмерительной техники представляет значительный интерес получение оптимальной оценки параметров обрабатываемых сигналов при наличии помех с произвольной ПРВ.

Для достижения наивысшей точности измерения информационных параметров необходимо оценить их оптимальным образом. Методы оптимальной оценки параметров сигнала базируются на положениях математической статистики и теории нелинейной фильтрации [1], [18].

Пусть сигнал содержит совокупность информационных параметров  $\lambda = \{\lambda_1, \dots, \lambda_m\}$  [19], [20], подлежащих измерению (оцениванию), причем на интервале наблюдения  $[0, T]$  эти параметры остаются неизменными. Оценим указанные параметры по методу максимума апостериорной ПРВ (АПРВ). Для определения количественных оценок используем нижние границы неравенства Крамера–Рао [18].

В рассмотренном случае оцениваются только неэнергетические информационные параметры полезного сигнала. При этом оценки являются функциями достаточных статистик и обладают асимптотическими свойствами состоятельности, как правило, несмещенности и нормальности.

**Оценка точности измерения информационных параметров сигнала на фоне коррелированной аддитивной помехи при непрерывной обработке.** Рассмотрим формирование оптимальных оценок информационных параметров  $\hat{\lambda}$  полезного сигнала  $s(\lambda, t)$ ,  $\lambda = \{\lambda_1, \dots, \lambda_m\}$ , на фоне коррелированной, в общем случае негауссовской аддитивной помехи  $n(t)$  при непрерывной обработке принимаемой смеси

$$y(t) = s(\lambda, t) + n(t).$$

Рассмотрим одновременное измерение частоты  $\omega$ , ее производной  $\omega'$  и фазы  $\varphi$  полезного сигнала:

$$s(\lambda, t) = U_m \sin[(\omega + 0.5\omega't)t + \varphi] \quad (1)$$

( $U_m$  – амплитуда полезного сигнала), несущих информацию о параметрах движения лоцируемого объекта.

Будем считать, что параметры оцениваются на интервале наблюдения  $[0, T]$ , причем моменты времени, соответствующие началу и концу обработки сигнала, точно известны и совпадают с границами интервала наблюдения.

Для одновременной оценки информационных параметров сигнала на фоне гауссовской помехи воспользуемся методикой, изложенной в [21].

Для удобства дальнейшего анализа представим полезный сигнал в виде

$$s(\lambda, t) = U_m \exp\left[i(\lambda_3 + \lambda_1 t + \lambda_2 t^2)\right], \quad (2)$$

где  $\lambda_3 = \varphi$ ;  $\lambda_1 = \omega$ ;  $\lambda_2 = \omega'$ .

При оценке информационных параметров по максимуму АПРВ должны выполняться условия [18]:

$$\begin{aligned} dW_y(\lambda)/d\lambda_1 \Big|_{\lambda_1=\hat{\lambda}_1} &= 0; \quad dW_y(\lambda)/d\lambda_2 \Big|_{\lambda_2=\hat{\lambda}_2} = 0; \\ dW_y(\lambda)/d\lambda_3 \Big|_{\lambda_3=\hat{\lambda}_3} &= 0, \end{aligned}$$

где  $W_y(\lambda)$  – апостериорная ПРВ.

Нижняя граница неравенства Крамера–Рао для дисперсии несмещенных совместных оценок параметров полезного сигнала  $\lambda = \{\varphi, \omega, \omega'\}$  запишется как [22]

$$\sigma_{\lambda_{ij}}^2 \geq |J_{ij}|/|J|, \quad i, j = 1, 2, 3, \quad (3)$$

где  $|J_{ij}|$  – алгебраическое дополнение элемента  $J_{ij}$  информационной матрицы Фишера  $\|J\|$ ;  $|J|$  – определитель матрицы  $\|J\|$  [23].

Элементы матрицы определяются соотношением

$$J_{ij} = \sum_{h=1}^H \frac{dk(\hat{\lambda}, t_h)}{d\lambda_i} \frac{ds(\hat{\lambda}, t_h)}{d\lambda_j} + J_{ij\lambda}, \quad (4)$$

где  $H = ]T/\Delta[$  – количество измерений на интервале наблюдения  $T$ ;  $\Delta = t_h - t_{h-1}$  – интервал взятия временных отсчетов;  $t_1$  – момент начала измерения;  $J_{ij\lambda}$  – элемент матрицы Фишера [16],

[22], [24], составленной для параметра  $\lambda_i$  без учета его статистической связи с остальными оцениваемыми параметрами. Производные по параметрам  $dk(\cdot)/d\lambda_i$ ,  $ds(\cdot)/d\lambda_j$  ( $i, j = 1, 2, 3$ )

определяются при  $\lambda = \hat{\lambda}$ .

<sup>1</sup> Здесь и далее штрих у обозначения переменной указывает на производную по времени.

Производная  $dk(\lambda, t_1, t_h)/d\lambda_i$  является решением уравнения

$$\sum_{h=1}^H R_{\Pi}(t_h - t_{h-1})k(\lambda, t_1, t_h)\Delta = s(\lambda, t_h),$$

где  $R_{\Pi}(t_h - t_{h-1})$  – корреляционная функция помехи.

Для оптимальной оценки параметров сигнала  $s(\lambda, t)$  следует оценить корреляционные моменты воздействующей помехи  $n(t)$ , что, как правило, не представляет труда.

Основная трудность связана с нахождением импульсной характеристики оптимального фильтра  $k_{\lambda}$ , формирующего оптимальную оценку  $\hat{\lambda}$ , определяемую из решения интегрального уравнения Фредгольма первого рода [18]:

$$\int_0^T R_{\Pi}(t_1, t)k_{\lambda}(t)dt = s(\lambda, t). \quad (5)$$

Указанная характеристика может быть найдена в замкнутом виде лишь в некоторых частных случаях. Так, если воздействующая помеха является стационарным процессом с корреляционной функцией

$$R_{\Pi}(\tau) = \sigma_{\Pi}^2 \exp[-\Omega_{\Pi}|\tau|], \quad (6)$$

где  $\sigma_{\Pi}$  – среднеквадратическое отклонение помехи;  $\Omega_{\Pi}$  – ширина полосы частот, занимаемая аддитивной помехой;  $\tau$  – интервал корреляции, то известное решение [18] интегрального уравнения (5) имеет вид

$$\begin{aligned} k_{\lambda}(t) = & \frac{\Omega_{\Pi}}{2\sigma_{\Pi}^2} \left[ s(\lambda, t) - \frac{s''(\lambda, t)}{\Omega_{\Pi}^2} \right] + \\ & + \frac{1}{\sigma_{\Pi}^2} \left[ s(\lambda, 0) - \frac{s'(\lambda, 0)}{\Omega_{\Pi}} \right] \delta(t) + \\ & + \frac{1}{\sigma_{\Pi}^2} \left[ s(\lambda, T) - \frac{s'(\lambda, T)}{\Omega_{\Pi}} \right] \delta(t - T), \end{aligned} \quad (7)$$

где  $\delta(\cdot)$  –  $\delta$ -функция.

Если помеха является стационарным узкополосным процессом с корреляционной функцией

$$\begin{aligned} R_{\Pi}(\tau) = & \sigma_{\Pi}^2 \exp[-\Omega_{\Pi}|\tau|] \times \\ & \times [\cos \omega_1 \tau + (\Omega_{\Pi}/\omega_1) \sin \omega_1 |\tau|], \end{aligned}$$

где  $\omega_1 = \omega_0^2 - \Omega_{\Pi}^2$  ( $\omega_0$  – частота несущей полезного сигнала), то решение уравнения более громоздко и имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} k_{\lambda}(t) = & \frac{1}{2\sigma_{\Pi}^2 \Omega_{\Pi 0} \omega_0^2} \times \\ & \times \left[ \frac{d^4 s(\lambda, t)}{d\lambda_j^4} + (2\omega_0^2 - \Omega_{\Pi 0}^2) \frac{d^2 s(\lambda, t)}{d\lambda_j^2} + \omega_0^4 s(\lambda, t) \right] + \\ & + \frac{1}{\sigma_{\Pi}^2 \Omega_{\Pi} \omega_0^2} \left\{ \left[ \frac{d^3 s(\lambda, 0)}{d\lambda_j^3} + (\omega_0^2 - \Omega_{\Pi 0}^2) s'(\lambda, 0) + \right. \right. \\ & \left. \left. + \Omega_{\Pi 0} \omega_0^2 s(\lambda, T) \right] \delta(t - T) + \right. \\ & \left. + \left[ \frac{d^2 s(\lambda, 0)}{d\lambda_j^2} + \Omega_{\Pi 0} s'(\lambda, 0) + \omega_0^2 s(\lambda, 0) \right] \delta'(t) + \right. \\ & \left. + \left[ -\frac{d^2 s(\lambda, 0)}{d\lambda_j^2} + \Omega_{\Pi 0} s'(\lambda, T) - \omega_0^2 s(\lambda, T) \right] \delta'(t - T) \right\}, \end{aligned}$$

где  $\Omega_{\Pi 0} = 2\Omega_{\Pi}$ .

Дельта-функции  $\delta(\cdot)$  и их производные учитывают краевые условия: значения полезного сигнала, поступающего на вход радиолокационного измерителя, и его производных на границах интервала наблюдения, т. е. в точках  $t = 0$  и  $t = T$ .

Если при всех возможных значениях векторного информационного параметра  $\lambda$  полезный сигнал на границах интервала наблюдения равен нулю, то коэффициенты при дельта-функции и ее производных равны нулю.

Рассмотрим методы формирования оптимальных оценок частоты  $\omega$ , ее производной  $\omega'$  и фазы  $\varphi$  сигнала  $s(\lambda, t)$  (1) при непрерывном наблюдении для случая, когда аддитивная помеха  $n(t)$  имеет экспоненциальную корреляционную функцию (6).

Примем описание сигнала в виде (2) и считаем, что на границах интервала наблюдения  $[0, T]$  он равен нулю. Тогда на основании (7) получим весовую функцию в виде

$$k_{\lambda}(t) = \left[ \Omega_{\Pi} / (2\sigma_{\Pi}^2) \right] \left[ s(\lambda, t) - s''(\lambda, t) / \Omega_{\Pi}^2 \right].$$

Вычислим производные импульсной характеристики по информационным параметрам:

$$\frac{\partial k_{\lambda}(t)}{\partial \lambda_i} = \frac{d \left[ s(t) - s'(\lambda, t) / \Omega_{\Pi}^2 \right]}{d\lambda_i}, \quad i = 1, 2, 3.$$

Обозначив

$$s_{\Pi}(\lambda, t) = s(\lambda, t) / U_m = \exp[-i(\lambda_3 + \lambda_1 t + \lambda_2 t^2)]$$

и определив вспомогательные производные, запишем:

$$\begin{aligned} & \frac{\partial k_{\lambda}(t)}{\partial \lambda_1} = -its_{\text{H}}(\lambda, t) + \\ & + \frac{s_{\text{H}}(\lambda, t)}{\Omega_{\text{П}}^2} \left[ -it\lambda_2 + 2(\lambda_1 + \lambda_2 t) - it(\lambda_1 + \lambda_2 t)^2 \right]; \\ & \frac{\partial k_{\lambda}(t)}{\partial \lambda_2} = -\frac{it^2}{2} s_{\text{H}}(\lambda, t) + \frac{s_{\text{H}}(\lambda, t)}{\Omega_{\text{П}}^2} \times \\ & \times \left[ -i + \frac{\lambda_2 t^2}{2} + 2t(\lambda_1 + \lambda_2 t) - \frac{it^2}{2} (\lambda_1 + \lambda_2 t)^2 \right]; \\ & \frac{\partial k_{\lambda}(t)}{\partial \lambda_3} = -is_{\text{H}}(\lambda, t) + \frac{s_{\text{H}}(\lambda, t)}{\Omega_{\text{П}}^2} \left[ \lambda_2 - i(\lambda_1 + \lambda_2 t)^2 \right]. \end{aligned}$$

Воспользовавшись соотношением [21]

$$J_{ij} = A \int_0^T \frac{\partial k(t)}{\partial \lambda_i} \frac{\partial s(\lambda, t)}{\partial \lambda_j} dt,$$

где  $A = \Omega_{\text{П}} U_m^2 / (2\sigma_{\text{П}}^2)$ , определим параметры информационной матрицы Фишера (4).

Проведя необходимые преобразования, получим:

$$\begin{aligned} J_{11} &= A \int_0^T \left\{ t^2 + \Omega_{\text{П}}^{-2} \times \right. \\ & \times \left[ t^2 \lambda_2 + 2it(\lambda_1 + \lambda_2 t) + t^2 (\lambda_1 + \lambda_2 t)^2 \right] \left. \right\} dt; \\ J_{12} &= A \int_0^T \left\{ \frac{t^3}{2} + \Omega_{\text{П}}^{-2} \times \right. \\ & \times \left[ \frac{t^3 \lambda_2}{2} + it^2 (\lambda_1 + \lambda_2 t) + \frac{t^3}{2} (\lambda_1 + \lambda_2 t)^2 \right] \left. \right\} dt; \\ J_{13} &= A \int_0^T \left\{ t + \Omega_{\text{П}}^{-2} \times \right. \\ & \times \left[ t\lambda_2 + 2i(\lambda_1 + \lambda_2 t) + t(\lambda_1 + \lambda_2 t)^2 \right] \left. \right\} dt; \\ J_{21} &= A \int_0^T \left\{ \frac{t^3}{2} + \Omega_{\text{П}}^{-2} \times \right. \\ & \times \left[ t + i\frac{\lambda_2 t^3}{2} + 2it^2 (\lambda_1 + \lambda_2 t) + \frac{t^3}{2} (\lambda_1 + \lambda_2 t)^2 \right] \left. \right\} dt; \\ J_{22} &= A \int_0^T \left\{ \frac{t^4}{4} + \Omega_{\text{П}}^{-2} \times \right. \\ & \times \left[ \frac{t^2}{2} + i\frac{\lambda_2 t^4}{4} + it^3 (\lambda_1 + \lambda_2 t) + \frac{t^4}{4} (\lambda_1 + \lambda_2 t)^2 \right] \left. \right\} dt; \\ J_{23} &= A \int_0^T \left\{ \frac{t^2}{2} + \Omega_{\text{П}}^{-2} \times \right. \\ & \times \left[ 1 + i\frac{\lambda_2 t^2}{2} + 2it(\lambda_1 + \lambda_2 t) + \frac{t^2}{2} (\lambda_1 + \lambda_2 t)^2 \right] \left. \right\} dt; \end{aligned}$$

$$J_{31} = A \int_0^T \left\{ t + \Omega_{\text{П}}^{-2} \left[ i\lambda_2 t + t(\lambda_1 + \lambda_2 t)^2 \right] \right\} dt;$$

$$J_{32} = A \int_0^T \left\{ \frac{t^2}{2} + \Omega_{\text{П}}^{-2} \left[ i\frac{\lambda_2 t^2}{2} + \frac{t^2}{2} (\lambda_1 + \lambda_2 t)^2 \right] \right\} dt;$$

$$J_{33} = A \int_0^T \left\{ 1 + \Omega_{\text{П}}^{-2} \left[ i\lambda_2 + (\lambda_1 + \lambda_2 t)^2 \right] \right\} dt.$$

Для квазигармонического по отношению к помехе сигнала (при  $\lambda_2/\Omega_{\text{П}}^2 \ll 1$ ) интегралы в полученных соотношениях могут быть вычислены в замкнутой форме. После математических преобразований получим:

$$J_{11} = A \left[ \frac{1}{2} T^3 + \Omega_{\text{П}}^{-2} \left( \frac{\lambda_2^2 T^5}{5} + \frac{\lambda_1 \lambda_2 T^4}{2} + \frac{1}{3} \frac{\lambda_1^2 T^3}{3} \right) \right];$$

$$J_{12} = A \left[ \frac{T^4}{8} + \Omega_{\text{П}}^{-2} \left( \frac{\lambda_2^2 T^6}{12} + \frac{\lambda_1 \lambda_2 T^5}{5} + \frac{\lambda_1^2 T^4}{8} \right) \right];$$

$$J_{13} = A \left[ \frac{T^2}{2} + \Omega_{\text{П}}^{-2} \left( \frac{\lambda_2^2 T^4}{4} + \frac{2\lambda_1 \lambda_2 T^3}{3} + \frac{\lambda_1^2 T^2}{2} \right) \right];$$

$$J_{21} = A \left[ \frac{T^4}{8} + \Omega_{\text{П}}^{-2} \left( \frac{\lambda_2^2 T^6}{12} + \frac{\lambda_1 \lambda_2 T^5}{5} + \frac{\lambda_1^2 T^4}{8} + \frac{T^2}{2} \right) \right];$$

$$J_{22} = A \left[ \frac{T^4}{20} + \Omega_{\text{П}}^{-2} \left( \frac{\lambda_2^2 T^7}{28} + \frac{\lambda_1 \lambda_2 T^6}{12} + \frac{\lambda_1^2 T^5}{20} + \frac{T^3}{6} \right) \right];$$

$$J_{23} = A \left[ \frac{T^3}{6} + \Omega_{\text{П}}^{-2} \left( \frac{\lambda_2^2 T^5}{10} + \frac{\lambda_1 \lambda_2 T^4}{4} + \frac{\lambda_1^2 T^3}{6} + T \right) \right];$$

$$J_{31} = A \left[ \frac{T^2}{2} + \Omega_{\text{П}}^{-2} \left( \frac{\lambda_2^2 T^4}{4} + \frac{2\lambda_1 \lambda_2 T^3}{3} + \frac{\lambda_1^2 T^2}{2} \right) \right];$$

$$J_{32} = A \left[ \frac{T^3}{6} + \Omega_{\text{П}}^{-2} \left( \frac{\lambda_2^2 T^5}{10} + \frac{\lambda_1 \lambda_2 T^4}{4} + \frac{\lambda_1^2 T^3}{6} \right) \right];$$

$$J_{33} = A \left[ T + \Omega_{\text{П}}^{-2} \left( \frac{\lambda_2^2 T^3}{3} + \lambda_1 \lambda_2 T^2 + \lambda_1^2 T \right) \right].$$

Подставив полученные выражения в соотношение (3), можно определить нижнюю границу дисперсии несмещенных оценок параметров полезного сигнала  $\lambda = \{\varphi, \omega, \omega'\}$ .

Чтобы сравнить полученные результаты с ранее известными, рассмотрим частный случай  $\omega' = 0$ . Представим сигнал в виде

$$s(\lambda, t) = U_m \cos(\omega t + \varphi), \quad \lambda = \{\omega, \varphi\}.$$

Весовая функция в этом случае имеет вид

$$k_{\lambda}(t) = (A/U_m) \left[ 1 + (\omega/\Omega_{\Pi})^2 \right] \cos(\omega t + \varphi).$$

Отсюда:

$$\partial k_{\lambda}(t)/\partial \omega \simeq (A/U_m) \left[ 1 + (\omega/\Omega_{\Pi})^2 \right] t \sin(\omega t + \varphi);$$

$$\partial k_{\lambda}(t)/\partial \varphi \simeq -(A/U_m) \left[ 1 + (\omega/\Omega_{\Pi})^2 \right] \sin(\omega t + \varphi).$$

Учитывая, что составляющие с удвоенной частотой отфильтровываются в блоке обработки измерителя, после необходимых математических преобразований получим алгоритм совместных оценок частоты и фазы:

$$\hat{\omega} = \frac{2}{U_m T} \int_0^T y(t) \left[ \left( 1 + \hat{\omega}^2 / \Omega_{\Pi}^2 \right) t \sin(\hat{\omega} t + \hat{\varphi}) - \left( 2\hat{\omega} / \Omega_{\Pi}^2 \right) \cos(\hat{\omega} t + \hat{\varphi}) \right] dt;$$

$$\hat{\varphi} = -\arctg \left[ \frac{\int_0^T y(t) \sin \hat{\omega} t dt}{\int_0^T y(t) \cos \hat{\omega} t dt} \right].$$

Нижние границы Крамера–Рао для дисперсии несмещенных оценок могут быть найдены из неравенств  $\sigma_{\hat{\omega}}^2 \geq J_{11}^{-1}$ ;  $\sigma_{\hat{\varphi}}^2 \geq J_{33}^{-1}$ .

Приняв длительность обрабатываемого сигнала  $t_c = T$ , получим:

$$J = \begin{vmatrix} \rho \mu_{\varphi} & \rho \mu_{\varphi} T / 2 \\ \rho \mu_{\varphi} T / 2 & \rho \mu_{\varphi} T^2 / 3 \end{vmatrix},$$

где  $\rho = U_m^2 / 2\sigma_{\Pi}^2$  – играет роль обобщенного отношения "сигнал/помеха" (ОСП);  $\mu_{\varphi} = \Omega_{\Pi} (1 + \omega^2 / \Omega_{\Pi}^2)$  – коэффициент, учитывающий частотное подавление коррелированной аддитивной помехи [24].

Обратная матрица имеет вид

$$J^{-1} = \begin{vmatrix} 4/\rho \mu_{\varphi} & -6/\rho \mu_{\varphi} T \\ -6/\rho \mu_{\varphi} T & 12/\rho \mu_{\varphi} T^2 \end{vmatrix}.$$

Тогда окончательно имеем:

$$\sigma_{\hat{\omega}}^2 \geq \frac{12}{\rho \mu_{\varphi} T^2} = \frac{24\sigma_{\Pi}^2}{U_m^2 T^2 \Omega_{\Pi} (1 + \omega^2 / \Omega_{\Pi}^2)} \quad (8)$$

– для дисперсии оценки частоты;

$$\sigma_{\hat{\varphi}}^2 \geq \frac{4}{\rho \mu_{\varphi}} = \frac{\rho \sigma_{\Pi}^2}{U_m^2 \Omega_{\Pi} (1 + \omega^2 / \Omega_{\Pi}^2)} \quad (9)$$

– для дисперсии оценки фазы.

Анализ полученных выражений показывает, что дисперсии оценок частоты и фазы обрабатываемого сигнала зависимы между собой, причем

взаимная нормированная корреляция между ними определяется соотношением  $r_{\hat{\omega}\hat{\varphi}} = J_{12} / (\sigma_{\hat{\omega}} \sigma_{\hat{\varphi}})$ ,

где  $\sigma_{\hat{\omega}}$ ,  $\sigma_{\hat{\varphi}}$  – среднеквадратические отклонения оценок частоты и фазы соответственно.

Если аддитивная помеха представляет собой "белый" шум, то  $\omega \ll \Omega_{\Pi}$  и  $N_0^2 = \sigma_{\Pi}^2 / \Omega_{\Pi}$ . Тогда имеем:

$$\sigma_{\hat{\omega}}^2 \geq 12N_0^2 / (U_m^2 T^3); \quad (10)$$

$$\sigma_{\hat{\varphi}}^2 \geq 4N_0^2 / (U_m^2 T). \quad (11)$$

Выражения (10) и (11) совпадают с известными результатами, полученными при обработке сигнала на фоне гауссовского "белого" шума [18].

Из сравнения соотношений (8) и (10), (9) и (11) следует, что учет корреляционных свойств аддитивной помехи позволяет значительно уменьшить потенциально достижимые дисперсии оценок частоты и фазы обрабатываемого сигнала.

При этом чем больше отношение  $\omega^2 / \Omega_{\Pi}^2$ , тем более значителен выигрыш, получаемый от учета корреляционных свойств воздействующей помехи.

Если аддитивная помеха  $n(t)$  имеет негауссовский характер, выражения для дисперсий оценки частоты и фазы примут следующий вид:

$$\sigma_{\hat{\omega}}^2 \geq \frac{12}{\rho \mu_{0\alpha}^2 \mu_{\varphi}^2 T^2} = \frac{24\sigma_{\Pi}^2}{\mu_{0\alpha}^2 U_m^2 T^2 \Omega_{\Pi} (1 + \omega^2 / \Omega_{\Pi}^2)}; \quad (12)$$

$$\sigma_{\hat{\varphi}}^2 \geq \frac{4}{\rho \mu_{0\alpha}^2 \mu_{\varphi}^2} = \frac{\rho \sigma_{\Pi}^2}{\mu_{0\alpha}^2 U_m^2 \Omega_{\Pi} (1 + \omega^2 / \Omega_{\Pi}^2)}, \quad (13)$$

где  $\mu_{0\alpha}$  – коэффициент, характеризующий амплитудное подавление негауссовской помехи, зависящий от вида ее ПРВ [24].

Перейдя от непрерывной обработки принятого колебания к дискретной обработке с большим числом отсчетов на интервале наблюдения  $H = T/\Delta \gg 1$  при выполнении условия  $\omega\Delta \neq n\pi$  ( $n = 1, 2, \dots$ ), воспользовавшись приближенными равенствами [18]:

$$r_{\Pi} = \exp(-\Omega_{\Pi}\Delta) \simeq 1 - \Omega_{\Pi}\Delta + 0.5(\Omega_{\Pi}\Delta)^2;$$

$$\cos(\omega\Delta) \simeq 1 - 0.5(\omega\Delta)^2,$$

где  $r_{\Pi}$  – коэффициент корреляции помехи, после математических преобразований приведем выражения (12) и (13) к виду

$$\sigma_{d\omega}^2 \geq \frac{24\sigma_{\Pi}^2(1-r_{\Pi}^2)}{\mu_{0\alpha}^2 U_m^2 H^3 \Delta^2 (1+r_{\Pi}^2 - 2r_{\Pi} \cos \omega \Delta)};$$

$$\sigma_{d\phi}^2 \geq \frac{\rho \sigma_{\Pi}^2}{\mu_{0\alpha}^2 U_m^2 H (1+r_{\Pi}^2 - 2r_{\Pi} \cos \omega \Delta)}.$$

При  $\mu_{0\alpha}^2 = 1$  представленные выражения совпадают с выражениями, полученными для дисперсий совместных оценок частоты и фазы при дискретной обработке сигналов на фоне гауссовского шума с экспоненциальной корреляционной функцией [18].

При достаточно малом шаге дискретизации  $\Delta$  с учетом указанных допущений [18] можно считать, что

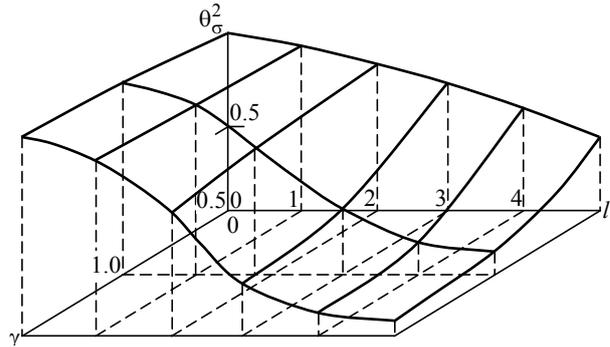
$$0.5U_m^2 H [1+r_{\Pi}^2 - 2r_{\Pi} \cos(\omega \Delta)] \simeq (1-r_{\Pi}^2)(ds_0/d\lambda)^2 + \sum_{h=1}^H [s_{\lambda h} - r_{\Pi} s_{\lambda(h-1)}]^2,$$

где  $s_0$  – значение отсчета сигнала, совпадающего с началом интервала измерения;  $s_{\lambda h}$ ,  $s_{\lambda(h-1)}$  – значения сигнала на  $h$ -м и на  $(h-1)$ -м шагах измерения соответственно.

Учитывая, что на границах интервала измерения  $[0, T]$  сигнал равен нулю, при  $\mu_{0\alpha}^2 = 1$  после ряда преобразований получим выражение для оценки информационного параметра на фоне коррелированной аддитивной гауссовской помехи, совпадающее с выражением, полученным в [12], [25].

Сравним оценки потенциальной точности измерения информационных параметров при непрерывной и при дискретной обработке на примере оценки частоты. Введем приведенную дисперсию оценки:

$$\theta_{\sigma}^2 = \frac{\sigma_{\lambda_{\text{н}}}^2}{\sigma_{\lambda_{\text{д}}}^2} = \frac{2[1 + \exp(-2l) - 2\exp(-l)\cos(\gamma l)]}{l(1 + \gamma^2)[1 - \exp(-2l)]},$$



где  $\sigma_{\lambda_{\text{н}}}^2$ ,  $\sigma_{\lambda_{\text{д}}}^2$  – дисперсии оценки информационного параметра  $\lambda = \{\omega, \phi\}$  при непрерывной и при дискретной обработке соответственно;  $l = \Omega_{\Pi} \Delta$  – нормированный интервал дискретизации по времени;  $\gamma = \omega/\Omega_{\Pi}$  – нормированная частота.

На рисунке представлены зависимости приведенной дисперсии от нормированной частоты и нормированного интервала дискретизации по времени  $\theta_{\sigma}^2 = f(\gamma, l)$ . Из приведенной зависимости видно, что при малом шаге дискретизации ( $\Delta \rightarrow 0$ ) точность оценки частоты при дискретной обработке незначительно хуже, чем при непрерывной обработке.

С увеличением шага дискретизации проигрыш в точности становится существенным. Также проигрыш дискретной обработки по сравнению с непрерывной увеличивается по мере роста частоты обрабатываемого сигнала, если интервал дискретизации остается неизменным.

В настоящей статье получены выражения для оценки точности измерения информационных параметров сигнала на фоне коррелированных, в общем случае негауссовских, аддитивных помех при непрерывной обработке. Показано, что по сравнению с дискретной обработкой непрерывная обработка, при прочих равных условиях, позволяет получить более точные оценки измеряемых параметров.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сосулин Ю. Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации: учеб. пособие для вузов. М.: Радио и связь, 1992. 304 с.
2. Финкельштейн М. И. Основы радиолокации. М.: Радио и связь, 1983. 536 с.
3. Журавлев А. К., Лукошкин А. П., Поддубный С. С. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках. Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1982. 240 с.
4. Родимов А. П., Поповских В. В. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех. М.: Радио и связь, 1984. 272 с.
5. Радиолокационные характеристики летательных аппаратов / М. Е. Марганов, Ю. С. Зиновьев, Л. Ю. Астанини и др.; под ред. Л. Т. Тучкова. М.: Радио и связь, 1985. 236 с.
6. Фалькович С. Е., Хомяков Э. Н. Статистическая теория измерительных радиосистем. М.: Сов. радио, 1981. 288 с.
7. Артюшенко В. М. Исследование и разработка радиолокационного измерителя параметров движения протяженных объектов / Финансово-технологическая академия. Королев, Моск. обл., 2013. 214 с.

8. Воловач В. И. Методы и алгоритмы анализа радиотехнических устройств ближнего действия. М.: Радио и связь, 2013. 228 с.

9. Воловач В. И. Исследование плотности распределения вероятностей обнаружения объекта с учетом изменяющейся дальности // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2013. Вып. 4. С. 71–75.

10. Артюшенко В. М., Воловач В. И., Иванов В. В. Статистические характеристики сигналов и помех в радиотехнических устройствах ближнего действия // Изв. вузов. Приборостроение. 2014. Т. 57, № 7. С. 46–50.

11. Оптимальный прием пространственно-временных сигналов в радиоканалах с рассеянием / под ред. С. Е. Фальковича. М.: Радио и связь, 1989. 296 с.

12. Валеев В. Т., Сосулин Ю. Г. Обнаружение слабых когерентных сигналов в коррелированных негауссовских помехах // Радиотехника и электроника. 1969. Т. 14, № 2. С. 230–238.

13. Артюшенко В. М. Обработка информационных параметров сигнала в условиях аддитивно-мультипликативных негауссовских помех. М.: Канцлер, 2014. 298 с.

14. Обработка и преобразование сигналов в радиотехнических и инфокоммуникационных системах / под ред. В. И. Воловача. М.: Радио и связь, 2014. 448 с.

15. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Оценка погрешности измерения параметров движения протяженных объектов в условиях изменяющейся дальности // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2015. Т. 58, № 1. С. 26–37.

16. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Измерение параметров движения протяженных объектов в услови-

ях мешающих воздействий и изменяющейся дальности // Двойные технологии. 2015. Вып. 1. С. 69–74.

17. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Оценка погрешности измерения скалярного информационного параметра движущегося протяженного объекта на фоне аддитивных негауссовских помех // Журн. радиоэлектроники. 2015. № 1. С. 4. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/jan15/12/text.html>

18. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983. 320 с.

19. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Анализ математических моделей полезных сигналов и информационных процессов радиолокационных устройств ближнего радиуса действия // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2014. Вып. 5. С. 14–20.

20. Artyushenko V. M., Volovach V. I. Statistical characteristics of envelope outliers duration of non-Gaussian information processes // Proc. of IEEE East-West design & test symp. (EWDTS'2013). Rostov-on-Don, Russia, Sept. 27–30, 2013. Kharkov: KNURE, 2013. P. 137–140.

21. Тузов Г. И. Выделение и обработка информации в доплеровских системах. М.: Сов. радио, 1967. 256 с.

22. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. 2-е изд. М.: Сов. радио, 1982. 624 с.

23. Гантмахер Ф. Р. Теория матриц. М.: Наука, 1988. 552 с.

24. Новоселов О. Н., Фомин А. Ф. Основы теории и расчета информационно-измерительных систем: 2-е изд. М.: Машиностроение, 1991. 336 с.

25. Валеев В. Г. Оптимальная оценка параметров сигнала при наличии негауссовских помех // Изв. АН СССР. Техническая кибернетика. 1974. № 2. С. 135–146.

V. M. Artyushenko

Technological university (Korolev)

V. I. Volovach

Volga region state university of service (Togliatty)

### Assessment of measurement accuracy of the information parameters of signal are correlated additive noise for continuous processing

*The estimate of measurement accuracy of signal parameters transmitting the information of the of extended objects movement against the correlated additive hindrance having in generally not Gaussian nature of distribution at continuous processing of a signal is considered. Expressions for estimation of measurement accuracy of signal information parameters in the specified conditions are received. It is shown that the accounting of correlation properties and not Gaussian character of an additive hindrance allows to considerably increases the accuracy of measurement of information parameters. It is shown that in comparison with discrete processing, continuous processing, allows to receive more exact estimates of the measured parameters with other things being equal.*

Radio short-range devices, the length of the object, additive correlated non-Gaussian interference, the information signal parameters

Статья поступила в редакцию 4 февраля 2015 г.



УДК 378.147

Е. П. Ряховский

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

П. Н. Топчий, С. Г. Почивалов

Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского

## Функциональное моделирование радиоканала управления космическим аппаратом на базе программно-аппаратного комплекса

*Приведено краткое описание программно-аппаратного комплекса на базе модуля NI PCI-5640R фирмы "National Instruments". Разработанный комплекс позволяет выполнять полунатурные исследования радиоэлектронных систем управления космическими аппаратами в условиях воздействия преднамеренных помех. Использование комплекса в учебном процессе способствует преодолению разрыва между знанием теоретического материала обучающимися и их умением самостоятельно получать результаты анализа функционирования реальных систем.*

### Преднамеренная помеха, модуляция, трансивер NI PCI-5640R

Одной из наиболее важных тактико-технических характеристик радиоэлектронных систем (РЭС) управления космическими аппаратами (КА) является помехозащищенность, которая определяется рядом факторов:

- энергетическим потенциалом радиоканала;
- видом модуляции сигнала;
- методом расширения спектра;
- видом помехи и ее мощностью;
- структурой приемного устройства;
- реализованными в РЭС методами повышения помехоустойчивости и т. д.

Количественной мерой помехозащищенности является вероятность ошибки, возникающей при воздействии различного вида помех. Так, известно, что в условиях действия тепловых шумов средняя вероятность ошибки определяется выражением [1]

$$p_0(q) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_q^{\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du,$$

где  $q$  – отношение мощности сигнала к сумме мощностей собственного шума приемника и помехи.

При воздействии помех искусственного происхождения соотношения для вероятности ошиб-

ки становятся существенно более сложными, что затрудняет их использование при аналитическом описании исследуемого процесса. При этом процедура оценивания помехозащищенности становится громоздкой и теряет наглядность. Задача многократно усложняется при необходимости учета вида модуляции сигнала и характеристик фильтров, применяемых в тракте обработки сигнала [1]. Особую актуальность указанная проблема приобретает на этапе эскизного проектирования РЭС, когда задача оптимизации ее структуры с целью обеспечения требуемого уровня помехозащищенности решается перебором различных вариантов построения приемного тракта.

Для преодоления отмеченных трудностей разработан программно-аппаратный комплекс (ПАК), позволяющий визуализировать процесс возникновения ошибок при управлении КА в условиях воздействия преднамеренных помех.

ПАК состоит из двух компонентов – программной части и аппаратной платформы. Основу программной части ПАК составили математические модели наиболее распространенных видов помех. В рамках формализованного подхода к математическому описанию все помехи разделя-

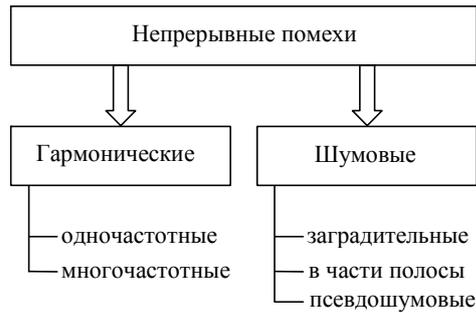


Рис. 1

лись на непрерывные и импульсные, при этом непрерывные помехи, в свою очередь, подразделялись на гармонические и шумовые (рис. 1).

Заметим, что корректность выбора математических формализованных соотношений для описания помех определялась введением некоторых ограничений, накладываемых на математические модели. Так, все помехи на входе радиоприемного устройства рассматривались как случайные процессы, при этом перечень помех был ограничен классом аддитивных стационарных гауссовских случайных процессов.

С учетом сделанных допущений относительно вида случайных процессов, которыми описывается помеха, при моделировании радиоканала управления КА помехозащищенность РЭС оценивалась в предположении, что на радиоканал могут воздействовать следующие виды помех искусственного происхождения [1]:

- гармоническая (одночастотная);
- многочастотная;
- псевдошумовая;
- заградительная;
- шумовая, сосредоточенная в части полосы.

#### Математические модели помех.

*Гармоническая помеха.* Модель гармонической помехи наиболее проста:

$$j(t) = \sqrt{2P_j} \cos(\omega_j t + \varphi), \quad (1)$$

где  $j(t)$  – мгновенное значение напряжения, создаваемого помехой;  $P_j$  – мощность помехи;  $\omega_j$  – частота помехи;  $\varphi$  – случайная фаза помехи, равномерно распределенная на интервале  $[-\pi, \pi]$ .

В модели (1) сомножитель  $\sqrt{2P_j}$  можно рассматривать как амплитуду напряжения, создаваемого гармонической помехой на сопротивлении 1 Ом.

*Многочастотная помеха* может быть представлена как сумма  $N$  синусоид вида (1) равной мощности со случайными фазами  $\varphi_k$ . Ее математическая модель имеет вид

$$j(t) = \sum_{k=1}^N \sqrt{\frac{2P_j}{N}} \cos(\omega_k t + \varphi_k).$$

В приведенной модели мощность каждой синусоиды в  $N$  раз меньше мощности гармонической помехи, представленной моделью (1).

*Псевдошумовая помеха* с фазовой манипуляцией представляется математической моделью, также построенной на основе модели гармонической помехи (1):

$$j(t) = \sqrt{2P_j} g(t) \cos(\omega_j t + \varphi),$$

где  $g(t)$  – псевдослучайная последовательность, символы которой принимают значения  $+1$  и  $-1$ . Данная форма представления псевдошумовой помехи справедлива при условии, что постановщик помех использует фазовую манипуляцию с индексом модуляции  $\pi/2$ .

*Заградительная помеха и помеха, сосредоточенная в части полосы,* рассматривались как стационарные случайные процессы в виде ограниченного по полосе аддитивного "белого" гауссовского шума (АБГШ). При моделировании этих помех использовались формирующие фильтры, на вход которых подавался дискретный "белый" шум со спектральной плотностью мощности  $S_j(f)$ , локализованный в определенной полосе. Поэтому в рамках формализованного подхода к описанию математических моделей данной группы помех достаточно задать их спектральные плотности мощности.

Мощность заградительной помехи сосредоточена в полосе частот информационного сигнала  $W_s$ . Помеха этого типа характеризуется спектральной плотностью мощности

$$S_j(f) = P_j / W_s.$$

Шумовая помеха, сосредоточенная в части полосы, характеризуется равномерным распределением мощности шума  $P_j$  в полосе частот  $W_j$ , являющейся частью  $\rho$  полосы частот  $W_s$ , занимаемой сигналом:  $\rho = W_j / W_s \leq 1$ . При этом спектральная плотность мощности помехи определяется соотношением

$$P_j / W_j = (P_j / W_s) (W_s / W_j) = S_j / \rho.$$

Формализованная математическая модель этой помехи представлена зависимостью, связывающей полосу частот  $W$ , спектральную плотность мощности помехи  $S_j$  и параметр  $\rho$ :

$$S_j(f) = \begin{cases} P_j / (\rho W_j), & W = W_j = \rho W_s; \\ 0, & W = (1 - \rho) W_s. \end{cases}$$

Кроме преднамеренных помех в приемном тракте РЭС неизбежно присутствуют тепловые шумы, которые рассматривались как ограниченный по полосе АБГШ. При определении спектральной плотности мощности этих шумов учитывалось, что в диапазонах частот, в которых работают спутниковые системы, шумы, создаваемые различными источниками, имеют аддитивный характер, а их суммарная мощность  $P_{ш}$  при условии согласования внутреннего сопротивления источника шума и нагрузки определяется как

$$P_{ш} = kT_{\Sigma}\Delta f_{ш} = N_0\Delta f_{ш},$$

где  $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К – постоянная Больцмана;  $T_{\Sigma}$  – эквивалентная шумовая температура всей приемной системы с учетом внутренних и внешних шумов;  $\Delta f_{ш}$  – эквивалентная (энергетическая) шумовая полоса приемника;  $N_0 = kT_{\Sigma}$  – спектральная плотность мощности шума.

Аппаратная часть ПАК выполнена на базе модуля NI PCI-5640R фирмы "National instruments". Модуль NI PCI-5640R имеет интерфейс PCI, что позволяет устанавливать его в PCI-слот компьютера. В состав модуля входят два трансивера со следующими параметрами<sup>1</sup>:

- количество каналов на прием/на передачу – 2/2;
- разрешение ЦАП/АЦП – 14 бит/14 бит;
- максимальная тактовая частота ЦАП/АЦП – 100/200 МГц;
- максимальная полоса пропускания – 20 МГц;
- диапазон входных частот – 0.1...100 МГц.

При моделировании процессов функционирования канала управления КА в условиях воздействия преднамеренных помех один из трансиверов используется для формирования помехи, другой – для формирования разовых команд (РК) управления космическим аппаратом.

Принципиальной особенностью ПАК является возможность работы модуля NI PCI-5640R под управлением среды LabVIEW [2]. Применение пакета расширения NI Modulation Toolkit из библиотеки функций LabVIEW позволяет формировать сигналы со стандартными и с пользовательскими видами модуляции, варьировать значения полос пропускания трансиверов, а также реализовывать различные варианты расширения спектра сигналов применительно к типу исследуемой РЭС.

Структурно-логическая схема ПАК представлена на рис. 2.

Высокочастотное колебание, модулированное информационным сигналом, излучается передатчиком первого трансивера, входящего в состав модуля NI PCI-5640R, сигнал помехи – передатчиком второго трансивера, также входящего в состав этого модуля. Оба сигнала одновременно поступают

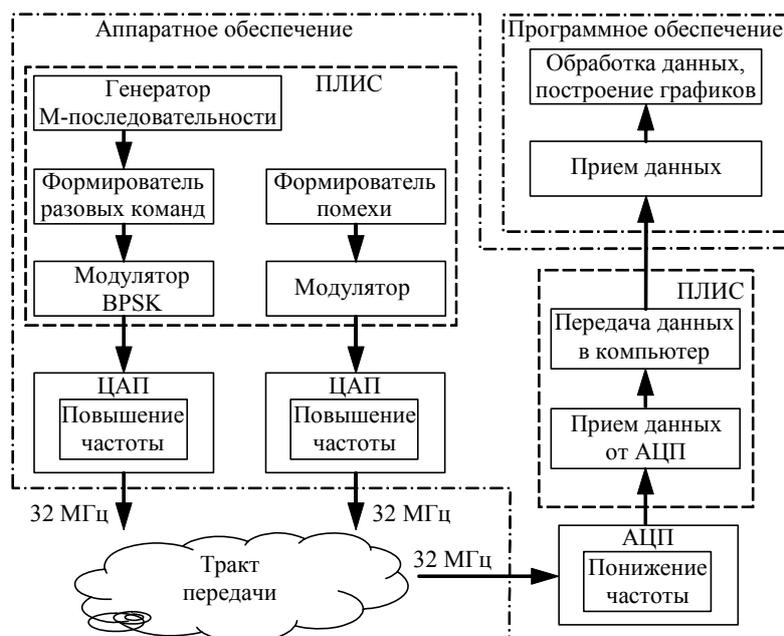


Рис. 2

<sup>1</sup> NI PCI-5640R specifications. URL: <http://www.ni.com/pdf/manuals/371620c.pdf>

на антенный вход приемника, входящего в состав первого трансивера модуля NI PCI-5640R.

Частота радиосигнала в процессе функционального моделирования радиоканала принимается равной 32 МГц, что соответствует промежуточной частоте радиоприемного устройства наземной станции системы управления КА. На этой же частоте формируется и сигнал помехи.

Модуль NI PCI-5640R при работе под управлением LabVIEW оперирует квадратурными составляющими ( $I$ ,  $Q$ ) сигнала. После преобразования в ЦАП сигнал, сформированный в квадратурах, переносится на радиочастоту. Принятый радиосигнал после понижения частоты и аналого-цифрового преобразования представляется в виде отсчетов квадратур.

Разработанный ПАК может использоваться как при эскизном проектировании РЭС управления КА, так и в учебном процессе. Применительно к учебному процессу его достоинством является удобный для обучения формат представления механизма воздействия преднамеренных помех на информационный канал и возможность оценивания степени их деструктивного воздействия при различных отношениях "сигнал/помеха". С этой целью в состав ПАК включен виртуальный прибор MT Format Constellation.vi из библиотеки функций NI Modulation toolkit, отображающий на комплексной плоскости принятый сигнал в системе координат  $I - Q$ . В качестве примера на рис. 3 представлен вид исследуемого сигнала с модуляцией BPSK при его отображении в квадратурах (ось абсцисс – синфазная составляющая сигнала  $I$ , ось ординат – квадратурная составляющая  $Q$ ).

В приведенном примере в верхней полуплоскости шкалы виртуального прибора точкой отображается информационный символ 0, в нижней – 1.

Информационные символы формируются семизрядным генератором псевдослучайной последовательности, который формирует периодически повторяющуюся последовательность, состоящую из 127 символов.

В отсутствие помех при однократном включении этого генератора в верхней полуплоскости фиксируются 63 символа, в нижней – 64 (рис. 3, *a*). Точки, отображающие информационные символы 0 и 1, локализованы в соответствующих полуплоскостях, расстояние между ними определяется амплитудами составляющих сигнала.

При воздействии шумовой помехи (рис. 3, *б*) положение точек (символов информации) на комплексной плоскости размывается. Ошибки возникают при перемещении точки, отображающей символ информации, из верхней полуплоскости в нижнюю и наоборот.

На рис. 3, *в* приведен пример воздействия на РЭС гармонической помехи для случая, когда частота помехи отличается от центральной частоты сигнала.

Для получения экспериментальной зависимости вероятности ошибки на бит передаваемой информации от отношения "сигнал/помеха" синтезирован виртуальный прибор, являющийся составной частью ПАК. Он позволяет выводить на экран график указанной зависимости.

На рис. 4 представлена фронтальная панель АПК. Управляющие элементы фронтальной панели позволяют выбирать один из четырех видов помех: гармоническую, полигармоническую, шумовую либо помеху, сосредоточенную в части полосы ( $I$ ). Для каждого вида помех выбирается значение ее расстройки относительно центральной частоты сигнала ( $2$ ) и отношение мощности сигнала к мощности помехи ( $3$ ). Для помехи, сосредоточенной в части полосы, кроме того, задается от-

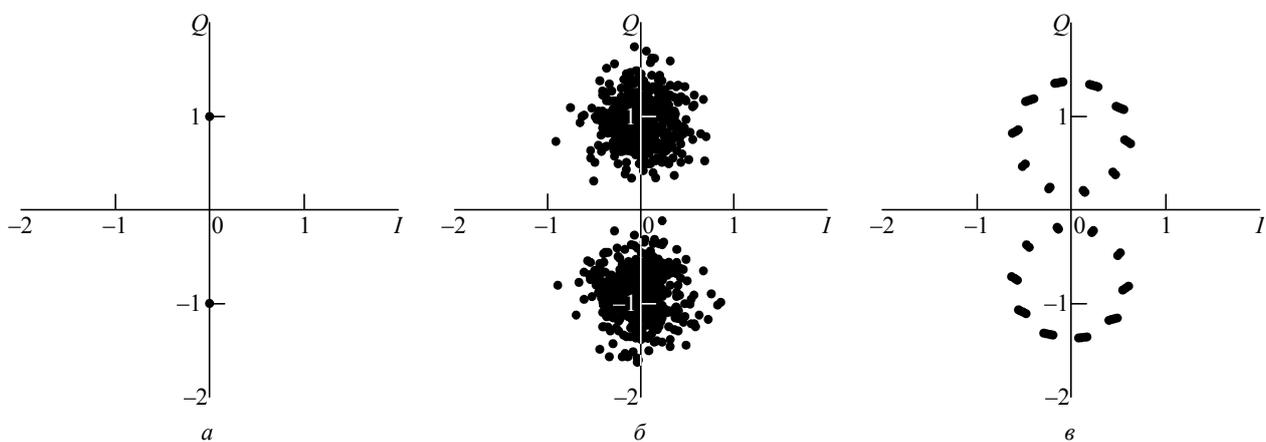


Рис. 3

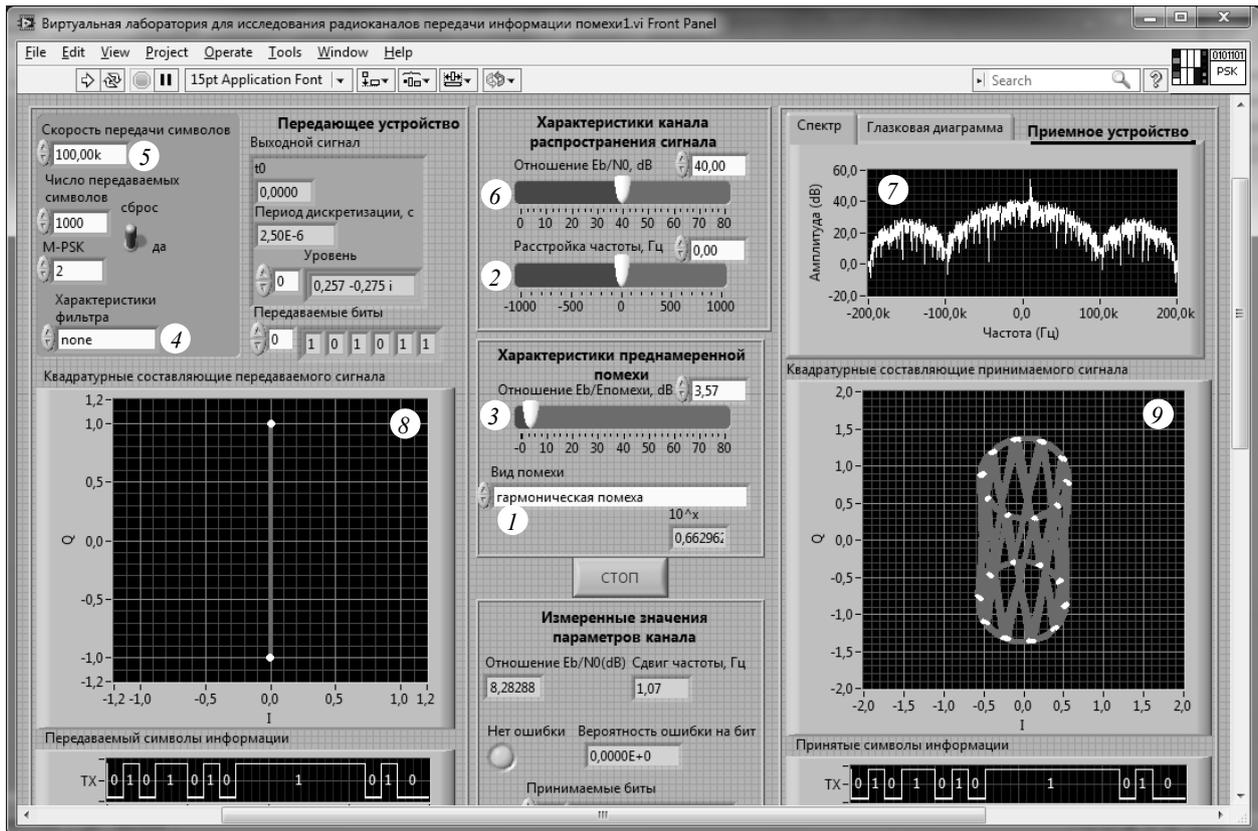


Рис. 4

ношение полосы частот, занимаемой помехой, к полосе сигнала. Также на фронтальной панели находится переключатель, позволяющий из набора фильтров, ограничивающих полосу передаваемого сигнала, выбирать необходимый (4), и регулирующие элементы, позволяющие изменять скорость передачи информации (5). Кроме того, предусмотрено изменение отношения энергии информационного бита  $E_b$  к спектральной плотности гауссовских шумов  $N_0$  в радиоканале (6). Отдельный виртуальный прибор отображает спектр входного сигнала, подверженного воздействию помех (7). Амплитудно-фазовые распределения передаваемого и принимаемого сигналов отображают виртуальные мониторы 8 и 9 соответственно. Линии, соединяющие позиции символов, показывают межсимвольные переходы.

На этапе эскизного проектировании РЭС управления КА применение разработанного ПАК позволяет сократить временные затраты, связанные с выбором структуры РЭС, обеспечивающей требуемый уровень помехозащищенности в условиях воздействия преднамеренных помех. Применение ПАК в учебном процессе позволяет сделать более наглядным механизм возникновения ошибок при передаче информации и облегчает восприятие процессов, происходящих в радиоканале в условиях воздействия преднамеренных помех. Это способствует преодолению разрыва между знанием теоретического материала обучающимися и их умением самостоятельно получать результаты анализа функционирования реальных систем.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / В. И. Борисов, В. М. Зинчук, А. Е. Лимарев и др.; под ред. В. И. Борисова. М.: Радио и связь, 2003. 640 с.

2. Федосов В. П., Нестеренко А. К. Цифровая обработка сигналов в LabVIEW / под ред. В. П. Федосова. М.: ДМК Пресс, 2007. 472 с.

E. P. Ryachovsky

*Saint-Petersburg state electrotechnical university "LETI"*

P. N. Topchy, S. G. Pochivalov

*Military space academy n. a. A. F. Mozhaisky*

### **Functional modeling of the radio channel spacecraft control based on hardware and software system**

*The brief description of a hardware-software complex (HSC) on the base of module NI PCI-5640R of firm National Instruments is resulted. The developed complex allows to carry out half-nature researches of radio-electronic systems (RES) managements of space vehicles (SV) in conditions of influence of intentional interferences. Using of a complex in educational process promotes overcoming the break between students' knowledge of a theoretical material and their skill independently to receive results of the analysis of functioning of real systems.*

Intentional interference, modulation, transceiver NI PCI-5640R

Статья поступила в редакцию 16 февраля 2015 г.



## Наши авторы

### *Абдуллин Ренат Рашидович*

Ассистент и аспирант кафедры высокочастотных средств радиосвязи и телевидения Института радиоэлектроники и информационных технологий Уральского федерального университета им. первого Президента России Б. Н. Ельцина. Окончил названный университет по специальности "Средства связи с подвижными объектами" (2011). Автор семи научных публикаций. Сфера научных интересов – электродинамика слоистых структур; проектирование антенных решеток; распространение радиоволн; проектирование радиорелейных линий.

Тел.: +7 (343) 375-48-86.

E-mail: renat62@mail.ru, r.r.abdullin@urfu.ru

### *Артюшенко Владимир Михайлович*

Доктор технических наук (1995), профессор (1996), заведующий кафедрой информационных технологий и управляющих систем Финансово-технологической академии (Королев, Московская обл.). Автор более 450 научных трудов. Сфера научных интересов – радиотехнические системы ближнего действия; телекоммуникационные сети и системы передачи данных.

Тел.: 8 (495) 516-99-46.

E-mail: vma@fta-mo.ru

### *Балландович Святослав Владимирович*

Инженер по специальности "Радиотехника" (2008, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), ассистент (2009) кафедры теоретических основ радиотехники названного университета. Автор более 20 научных работ. Область научных интересов – электродинамика и антенно-фидерные устройства.

Тел.: +7 (921) 345-19-88.

E-mail: sssr2123@yandex.ru

### *Баруздин Сергей Анатольевич*

Доктор технических наук (2004), доцент (1995), профессор кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 89 научных работ. Сфера научных интересов – обработка сигналов, функциональная электроника, применение спинового и фотонного эха.

Тел.: 8 (812) 234-64-19.

E-mail: bkedr@rambler.ru

### *Боровицкий Дмитрий Сергеевич*

Магистр техники и технологий (2010), старший научный сотрудник и аспирант ОАО "Российский институт радионавигации и времени". Автор семи научных публикаций. Сфера научных интересов – широкополосные системы радиолокации и радионавигации, теория сигналов.

Тел.: +7 (931) 262-63-22.

E-mail: dmitry\_nepogodin@mail.ru

### *Бучнев Дмитрий Владимирович*

Адъюнкт Военно-воздушной академии им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина (Воронеж). Окончил Военный авиационный инженерный университет (Воронеж) по специальности "Метеорология" (2011). Сфера научных интересов – влияние атмосферы на искажения траекторий радиолокационных сигналов в радиотехнических системах посадки воздушных судов.

Тел.: +7 (950) 771-88-58.

E-mail: d\_buch@list.ru

### *Варгаузин Виктор Анатольевич*

Кандидат технических наук (1995), доцент (2004) кафедры радиотехники и телекоммуникаций Института физики, нанотехнологий и телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Автор 60 научных работ. Сфера научных интересов – системы телекоммуникации и радиосвязи; цифровая обработка сигналов; помехоустойчивое кодирование.

Тел.: +7 (921) 920-79-58.

E-mail: var@mail.spbstu.ru

### *Воловач Владимир Иванович*

Кандидат технических наук (1998), доцент (2005), заведующий кафедрой информационного и электронного сервиса Поволжского государственного университета сервиса (Тольятти). Автор более 150 научных трудов. Сфера научных интересов – радиотехнические системы ближнего действия; телекоммуникационные системы, оборудование и сети передачи данных.

Тел.: 8 (8482) 48-65-70.

E-mail: kaf\_iies@tolgas.ru

### *Инатов Валерий Павлович*

Доктор технических наук (1983), профессор (1985), заслуженный деятель науки РФ (2001), почетный радист СССР (1983), профессор кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 250 научных работ. Сфера научных интересов – радиоэлектронная системотехника; статистическая теория связи; широкополосные системы радиолокации, радионавигации и передачи данных; теория сигналов.

Тел.: +7 (921) 598-76-18.

E-mail: ival1941@yandex.ru

### *Калмыков Алексей Андреевич*

Кандидат технических наук (1970), доцент (1973), профессор кафедры радиоэлектроники информаци-

онных систем Уральского федерального университета им. первого Президента России Б. Н. Ельцина. Автор более 300 опубликованных работ. Сфера научных интересов – радиолокация; дистанционное зондирование окружающей среды; датчики и технологии измерений; методы цифровой обработки сигналов. Тел.: +7 (912) 245-10-15.  
E-mail: Kaa@iidt.ru

*Кутузов Владимир Михайлович*

Доктор технических наук (1997), профессор (1999), ректор Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – разработка и применение радиолокационных систем и комплексов. Тел.: 8 (812) 234-46-51.  
E-mail: VMKutuzov@eltech.ru

*Леонтьев Виктор Валентинович*

Доктор технических наук (2001), профессор (2003), пенсионер. Автор 143 научных и учебно-методических работ. Сфера научных интересов – статистическая радиофизика; распространение и рассеяние радиоволн; морская радиолокация. Тел.: +7 (911) 241-39-76.  
E-mail: vvleontyev@mail.ru

*Нахмансон Геннадий Симонович*

Доктор технических наук (1993), профессор (1992) Военно-воздушной академии им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина (Воронеж). Автор более 300 научных трудов. Сфера научных интересов – обработка широкополосных сигналов в многофункциональных радиотехнических системах; оптическая обработка сигналов в реальном масштабе времени; дистанционные методы зондирования. Тел.: +7 (919) 232-85-00.  
E-mail: kig28@mail.ru

*Пименов Антон Андреевич*

Магистр техники и технологии по направлению "Радиотехника" (2014), аспирант кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – радиоэлектронные системы экологического мониторинга. Тел.: +7 (931) 357-33-96.  
E-mail: i7p9h9@gmail.com

*Попов Дмитрий Иванович*

Доктор технических наук (1990), профессор (1992) кафедры радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета. Автор более 280 научных работ. Сфера научных интересов – теория и техника обработки радиолокационных сигналов на фоне помех. Тел.: 8 (4912) 46-03-59.  
E-mail: adop@mail.ru

*Почивалов Сергей Георгиевич*

Кандидат технических наук (2005), доцент кафедры космических радиотехнических систем Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского. Автор более 30 печатных работ. Сфера научных интересов – надежность радиоэлектронных средств и систем; эксплуатация космических средств; космические радиосистемы передачи информации. Тел.: +7 (911) 975-15-94.  
E-mail: psg50@rambler.ru

*Ронкин Михаил Владимирович*

Ассистент и ведущий программист кафедры радиоэлектроники информационных систем Уральского федерального университета им. первого Президента России Б. Н. Ельцина. Окончил названный университет (2011) по специальности "Приборы и методы контроля качества и диагностики". Автор 20 научных работ. Сфера научных интересов – технологии измерения; ультразвуковая расходометрия; цифровая обработка сигналов. Тел.: +7 (922) 291-87-76.  
E-mail: MVRonkin@gmail.com

*Ряховский Евгений Павлович*

Кандидат технических наук (1985), доцент (1999) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) и кафедры космических радиотехнических систем Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского. Автор более 40 научных работ. Сфера научных интересов – лазерные системы связи; радиопередающие устройства; радиоприемные устройства; космические радиосистемы передачи информации. Тел.: 8 (812) 346-48-31.  
E-mail: e7772657@mail.ru

*Суслин Андрей Викторович*

Кандидат технических наук (2014), преподаватель Военно-воздушной академии им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина (Воронеж). Автор 25 научных работ. Сфера научных интересов – обработка сигналов в аэродромных локационных системах. Тел.: +7 (920) 404-72-34.  
E-mail: 510323@bk.ru

*Топчий Павел Николаевич*

Старший преподаватель кафедры космических радиотехнических систем Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского. Окончил Военно-инженерный институт (1990) по специальности "Радиоэлектронные средства". Автор 12 научных работ. Сфера научных интересов – эксплуатация космических средств; космические радиосистемы передачи информации. Тел.: 8 (812) 347-86-32.  
E-mail: pawel-topchy@yandex.ru

*Хрестина Екатерина Игоревна*

Магистр по направлению "Радиотехника" (2011), аспирантка Института радиоэлектроники и информационных технологий Уральского федерального университета им. первого Президента России Б. Н. Ельцина, ведущий инженер Управления научно-технических исследований и сопровождения стратегических проектов названного университета. Автор восьми научных публикаций. Сфера научных интересов – технологии измерения; ультразвуковая расходометрия; цифровая обработка сигналов.  
Тел.: +7 (953) 039-32-03.  
E-mail: e.i.khrestina@urfu.ru

*Шабунин Сергей Николаевич*

Доктор технических наук (2007), доцент (1991), профессор кафедры высокочастотных средств радиосвязи и телевидения Института радиоэлектроники и информационных технологий Уральского федерального университета им. первого Президента

России Б. Н. Ельцина, первый заместитель директора названного института, почетный работник высшего профессионального образования, почетный радист РФ. Автор 216 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамика слоистых структур; распространение радиоволн; антенны и техника СВЧ для систем связи, радиовещания и радиолокации.  
Тел.: +7 (343) 375-48-86.  
E-mail: shab313@yandex.ru, s.n.shabunin@urfu.ru

*Шашкин Александр Константинович*

Кандидат технических наук (1968), доцент (1976) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – радионавигационные системы и системы телекоммуникации.  
Тел.: +7 (921) 934-18-08.  
E-mail: arshashkin@mail.ru

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

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

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

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

### Правила оформления текста

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

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

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

Распечатка подписывается всеми авторами.

#### *Элементы заглавия публикуемого материала*

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

#### *Основной текст*

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

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

#### *Список литературы*

1. Строка с текстом "Список литературы".
2. Собственно список литературы – библиографические описания источников, выполненные по ГОСТ 7.1–2008 "Библиографическое описание документа". Каждая ссылка с номером в отдельном абзаце. В ссылках на материалы конференций обязательно указание даты и места их проведения; при ссылках на статьи в сборниках статей обязательно приводятся номера страниц, содержащих данный материал.

Ссылки на неопубликованные и нетиражированные работы не допускаются.

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

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

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

#### *Элементы заглавия на английском языке*

Элементы включают:

1. Перечень авторов – Ф. И. О. автора(ов) полностью, разделенные запятыми. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; не отрывать инициалы от фамилии.

2. Место работы авторов. Необходимо убедиться в корректном (согласно уставу организации) написании ее названия на английском языке. Перевод названия возможен лишь при отсутствии англоязычного названия в уставе. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, а затем список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.

3. Название статьи (перевод названия, указанного перед текстом).

4. Резюме (abstract) статьи объемом до 0.5 с, кратко излагающее постановку задачи, примененные методы ее решения, полученные результаты. Допустимы ссылки на рисунки и таблицы, приведенные в основном тексте.

4. Аннотация (перевод аннотации, указанной перед текстом).

5. 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 абзачного 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 в разрез текста, во втором – в оборку).

Буквенные обозначения фрагментов рисунка (шрифт "Times New Roman", курсив, 9 pt) ставятся под фрагментом перед нумерационным заголовком; в тексте ссылка на фрагмент ставится после нумерационного заголовка через запятую (например, рис. 1, а).

Рисунок размещается в ближайшем возможном месте после первого упоминания его или его первого фрагмента в тексте. Первая ссылка на рисунок приводится, например, как (рис. 3), последующие – как (см. рис. 3).

Основные линии на рисунках (границы блоков и соединительные линии на схемах, линии графиков) имеют толщину 1 pt, вспомогательные (выноски, оси, размерные линии) – 0.6 pt.

При формировании рисунка, представляющего собой схему, следует придерживаться требований ГОСТ, ЕСКД, ЕСПД (в частности, недопустимо использовать условные графические обозначения, соответствующие стандартам США и Европы, но не совпадающие с предусмотренными ГОСТ).

На рисунках, представляющих собой графики зависимостей, не следует делать размерную сетку, следует дать лишь засечки на осях, причем все засечки должны быть оцифрованы (т. е. всем засечкам должны соответствовать определенные числовые значения).

Если оси на рисунках оцифрованы, то они завершаются на позиции очередной засечки, где засечка не ставится, а вместо числовых значений даются обозначение переменной и (через запятую) единица измерения. Если оси не оцифровываются, то они завершаются стрелками, рядом с которыми даются обозначения переменных без единиц измерения.

Длины и шаг засечек следует устанавливать таким образом, чтобы на рисунке не было пустых областей, т. е. каждая засечка должна оцифровывать хотя бы некоторые точки одной из приведенных кривых.

Все текстовые фрагменты и обозначения на рисунке даются гарнитурой "Times New Roman" размером 9 pt с одинарным межстрочным интервалом; цифровые обозначения, буквенные обозначения фрагментов и нумерационный заголовок выделяются курсивом.

При необходимости в отдельных текстовых полях на рисунке могут помещаться обозначения и тексты, сформированные в редакторе формул; при этом следует использовать следующие установки редактора: размеры – "полный" 9 pt, "подстрочный" 7 pt, "под-подстрочный" 5.5 pt, "символ" 13 pt, "подсимвол" 11 pt.

Ссылки на обозначения на рисунке в основном тексте даются тем же начертанием (прямым или курсивным), как и на рисунке, но с размером шрифта 10.5 pt, соответствующим размеру основного текста.

#### *Верстка таблиц*

Текст в таблицах печатается через одинарный интервал, шрифтом "Times New Roman"; основной текст – 9 pt, индексы – 7 pt, подындексы – 5.5 pt.

Таблица состоит из следующих элементов: нумерационного и тематического заголовков; головки (заголовочной части), включающей заголовки граф (объясняют значение данных в графах); боковика (первой слева графы) и прографки (остальных граф таблицы).

Нумерационный заголовок содержит слово "Таблица" и ее номер арабскими цифрами (без знака номера перед ними, без точки на конце; выравнивается по правому полю таблицы и выделяется светлым курсивом). На следующей строке дается тематический заголовок (выравнивается по центральному полю таблицы и выделяется жирным прямым; после него точка не ставится). Ссылка в тексте на таблицу дается аналогично ссылке на рисунок. Нумерация таблиц – сквозная в пределах статьи. Если таблица единственная, нумерационный заголовок не дается, а ссылка в тексте приводится по типу "см. таблицу".

Над продолжением таблицы на новой странице ставится заголовок "Продолжение табл. 5" (если таблица на данной странице не оканчивается) или "Окончание табл. 5" (если таблица на данной странице оканчивается). Если таблица продолжается на одной или на нескольких последующих страницах, то ее головка должна быть повторена на каждой странице.

Ни один элемент таблицы не должен оставаться пустым.

Заголовки пишут в именительном падеже единственного или множественного числа без произвольного сокращения слов (допустимы только общепринятые сокращения всех видов: графические сокращения, буквенные аббревиатуры и сложносокращенные слова). Множественное число ставится только тогда, когда среди текстовых показателей графы есть показатели, стоящие во множественном числе.

В одноярусной головке все заголовки пишутся с прописной буквы. В двух- и многоярусных головках заголовки верхнего яруса пишутся с прописной буквы; заголовки второго, третьего и т. д. ярусов – с прописной буквы, если они грамматически не подчинены стоящему над ними заголовку верхнего яруса, и со строчной, если они грамматически подчинены ему.

### Сведения об авторах

Включают для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), почетные звания (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (не более 5–6 строк), название организации, должность, служебный и домашний адреса, служебный и домашний телефоны, адрес электронной почты, при наличии – факс. Если ученых и/или академических степеней и званий нет, то следует указать место получения высшего образования, год окончания вуза и специальность. В справке следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

### Перечень основных тематических направлений журнала

Тематика журнала соответствует группам специальностей научных работников 05.12.00 – "Радиотехника и связь", 05.27.00 – "Электроника" и 05.11.00 – "Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы" (в редакции приказа ВАК от 10.01.2012 № 5) и представляется следующими основными рубриками:

"Радиотехника и связь":

- Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов;
- Проектирование и технология радиоэлектронных средств;
- Телевидение и обработка изображений;
- Электродинамика, микроволновая техника, антенны;
- Системы, сети и устройства телекоммуникаций;
- Радиолокация и радионавигация;

"Электроника":

- Микро- и 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)