

# ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Научно-технический журнал  
№ 4/2017

Издается с 1999 года  
Выходит четыре раза в год

**ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР**  
д.т.н., чл. кор. РАН Ю.Б. ЗУБАРЕВ

## ЗАМЕСТИТЕЛИ ГЛАВНОГО РЕДАКТОРА:

д.т.н., проф. В.В. ВИТЯЗЕВ,  
д.т.н., проф. В.П. ДВОРКОВИЧ

## РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

д.т.н., проф. Ар.С. Аджемов, д.т.н., проф. Б.А. Алпатов,  
д.т.н., проф. В.Г. Бартенов, д.т.н. Ю.И. Борисов,  
д.т.н., проф. Ю.А. Брюханов, д.т.н., проф. В.В. Еремеев,  
д.т.н. Г.В. Зайцев, Р.В. Зубарев, А.П. Кирличников,  
д.т.н., проф. М.И. Кривошеев, д.т.н., акад. РАН Н.А. Кузнецов,  
В.Г. Мистюков, д.т.н., проф. С.Л. Мишенков,  
д.т.н., проф. А.А. Петровский, д.т.н., проф. Ю.Н. Прохоров,  
д.т.н., проф. В.Г. Санников, к.т.н., проф. В.С. Сперанский,  
д.т.н., проф. Ю.С. Шинаков

## Адрес редакции:

г. Москва, ул. Авиамоторная, д. 8  
Научный центр МТУСИ  
Тел.: (+7) 903-201-53-33  
E-mail: rntores@mail.ru  
vityazev.v.v@rsreu.ru  
http://www.dsps.ru

## Издатель:

Российское научно-техническое общество  
радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова  
Компьютерная верстка: И.А. Благодарова  
Дизайн: М.В. Аверин

Подписной индекс по каталогу  
ОАО «Роспечать» – **82185**

Подписано в печать 12.01.18 г.  
Формат 60x90/8.

Гарнитура «Arial». Печать офсетная.  
Бумага офсетная. Печ.л. 6,5. Тираж 500 экз.

Заказ № 72. Отпечатано в  
ООО НПЦ «Информационные технологии»  
Рязань, ул. Островского, д. 21/1  
тел.: (4912) 98-69-84

Издание зарегистрировано в Министерстве  
Российской Федерации по делам печати,  
телерадиовещания и средств  
массовых коммуникаций.

Свидетельство о регистрации ПИ № 77-1488  
от 14.01.2000 г.

Журнал «Цифровая обработка сигналов» включен  
в Перечень ведущих рецензируемых научных изданий,  
в которых по рекомендации Минобрнауки РФ, должны  
быть опубликованы основные научные результаты дис-  
сертаций на соискание ученой степени доктора  
и кандидата наук.

## УЧРЕДИТЕЛИ: ЗАО «Инструментальные системы» ФГУП «НИИ радио»

### В НОМЕРЕ:

#### Горбунов Ю.Н.

Рандомизация приема, обработки и формирования сигналов  
в радиоканалах систем связи и локации ..... 3

#### Давыдочкин В.М., Давыдочкина С.В., Езерский В.В.

Минимизация влияния паразитной частотной модуляции,  
вызванной эхо сигналами, в частотных дальномерех  
ближнего действия со спектральным методом  
оценки разностной частоты ..... 14

#### Клочко В.К., Гудков С.М.

Алгоритм оценивания параметров изображений объектов  
по данным радиометрических наблюдений ..... 20

#### Егошкин Н.А.

Обработка бортовой навигационной информации  
для высокоточной оперативной коррекции  
космических изображений ..... 23

#### Минаков Е.И., Калистратов Д.С., Мирчук С.Г.

Метод идентификации проекций очагов возгорания  
лесных массивов по цифровым видеоизображениям ..... 30

#### Столбов М.Б., Перелыгин С.В.

Алгоритмы двухэлементной микрофонной решетки  
для выделения речевых сигналов  
в присутствии когерентных помех ..... 34

#### Витязев В.В., Горюшкин Р.С.

Анализ устойчивости двухкаскадной реализации  
узкополосного цифрового фильтра в классе БИХ-цепей ..... 40

#### Туровский Я.А., Адаменко А.А.

Сравнительный анализ результатов обучения  
искусственных нейронных сетей в задачах обработки  
сигналов на основе эволюционного алгоритма  
с применением и без применения «изоляции» ..... 46

#### Спажакин М.И., Токарев А.Б.

Адресный декодер для пеленгования беспроводных  
устройств стандарта IEEE802.11b ..... 51

#### Чан Ван Нгуа

Оптимизация способа частичной последовательности  
передачи для снижения пик-фактора сигналов  
с OFDM модуляцией и его реализация на ПЛИС ..... 57

#### Филимонов В.А.

Разработка алгоритма автоматической регулировки  
усиления для речевого сигнала ..... 63

#### Ле Ван Ки

Реализация системы кодирования  
с уменьшением пик-фактора OFDM сигналов ..... 67

#### Благодаров А.В.

Целочисленный алгоритм  
генерации синусоидального сигнала ..... 69

Подписной индекс по каталогу  
ОАО «Роспечать» – **82185**

# Digital Signal Processing

Science & Technical Magazine  
Issue 4, 2017 year

Is published quarterly since 1999

## THE EDITOR-IN-CHIEF:

Dr.Sci. (Tech.), Professor, Corresponding Member  
of Russian Academy of Sciences U.N. Zubarev

## DEPUTY EDITORS-IN-CHIEF:

Dr.Sci.(Tech.), Professor V.V. Vityazev, Dr.Sci.(Tech.),  
Professor V.P. Dvorkovich

## EDITORIAL BOARD:

Adzhemov A.S., Dr.Sci.(Tech.), Professor

Alpatov B.A., Dr.Sci.(Tech.), Professor

Bartenev V.G., Dr.Sci.(Tech.), Professor

Borisov Y.I., Dr.Sci.(Tech.)

Bruchanov Y.A., Dr.Sci.(Tech.), Professor

Eremeyev V.V., Dr.Sci.(Tech.), Professor

Zaitsev G.V., Dr.Sci.(Tech.)

Zubarev R.V.,

Kirpichnikov A.P.,

Krivocheev M.I., Dr.Sci.(Tech.), Professor

Kuznetsov N.A., Dr.Sci.(Tech.), Academician

Mistyukov V.G.,

Mishenkov S.L., Dr.Sci.(Tech.), Professor

Petrovsky A.A., Dr.Sci.(Tech.), Professor

Prokhorov Y.N., Dr.Sci.(Tech.), Professor

Sannikov V.G., Dr.Sci.(Tech.), Professor

Speranskii V.S., Dr.Sci.(Tech.), Professor

Shinakov Y.S., Dr.Sci.(Tech.), Professor

## Editorial office address:

Aviamotornaya, 8, Moscow, Russia

Research Center of MTUCI

Phone: (+7) 903-201-53-33

E-mail: rntores@mail.ru,

vityazev.v.v@rsreu.ru

Web: <http://www.dsps.ru>

## Publisher:

Russian A.S. Popov Society for Radioengineering,  
Electronics & Communications

## Computer makeup:

I.A. Blagodarova

## FOUNDERS:

InSys

Radio Research and Development Institute

## CONTENTS:

### Gorbunov Y.N.

*Randomization of receiving, processing and forming signals  
in radio channels of communications and location systems*.....3

### Davydochkin V.M., Davydochkina S.V., Ezerskiy V.V.

*Minimization of influence of the parasitic frequency  
the modulations, caused the echo signals,  
in frequency short-range finders with  
the spectral method of estimation difference frequency*.....14

### Klochko V.K., Gudkov S.M.

*Algorithm of objects images parameters  
estimation according to radiometric observations*.....20

### Egoshkin N.A.

*Processing satellite navigation information  
for high-speed operational correction of remote sensing images* .....23

### Minakov E.I., Kalistratov D.S., Mirchuk S.G.

*Method of identification of forest fire place projections  
on digital video images*.....30

### Stolbov M.B., Perelugin S.V.

*Algorithms of a two-element microphone array  
for speech enhancement in presence of coherent interference* .....34

### Vityazev V.V., Goriushkin R.S.

*Stability analysis of two-stage digital iir-filter realization*.....40

### Turovsky Y.A., Adamenko A.A.

*Comparative analysis of the results training  
of artificial neural networks in problems  
of processing signals based  
on evolutionary algorithm with and using «isolation»* .....46

### Spazhakin M.I., Tokarev A.B.

*The address decoder used for direction finding  
the wireless devices standard IEEE802.11b*.....51

### Chan Van Ngua

*Optimization scheme of partial transmit sequences technique  
for peak-to-average power ratio reduction of ofdm signals  
and its FPGA implementation* .....57

### Filimonov V.A.

*Development of automatic gain control algorithm  
of for speech signal*.....63

### Le Van Ku.

*Implementation of an OFDM coding system  
with PAPR reduction* .....67

### Blagodarov A.V.

*Integer Sine Wave Generation Algorithm*.....63

Subscription index: 82185 ("Rospechat")

ISSN: 1684-2634 9 771684 263005

УДК 621.396.96

## РАНДОМИЗАЦИЯ ПРИЕМА, ОБРАБОТКИ И ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ В РАДИОКАНАЛАХ СИСТЕМ СВЯЗИ И ЛОКАЦИИ

*Горбунов Ю.Н., д.т.н., ведущий научный сотрудник Института радиотехники и электроники  
им. В.А. Котельникова РАН, (Фрязинский филиал), профессор МТУ МИРЭА, e-mail: gorbunov@ms.ire.rssi.ru*

## RANDOMIZATION OF RECEIVING, PROCESSING AND FORMING SIGNALS IN RADIO CHANNELS OF COMMUNICATIONS AND LOCATION SYSTEMS

*Gorbunov Y.N.*

*A stochastic approach to the construction of radio channels for communication and location systems is considered. Stochastic radio communication and radiolocation is based on the concept of introducing digital processing into the radio channels and the formation of signals of artificial stochasticity, which, along with the natural stochasticity caused by the random nature of the input signals, randomization of the conditions of the «receive-transmit» process. Examples include: the introduction of redundancy into signals by extending the spectrum of conventional (temporal) and spatial frequencies, the use of stochastic quantization and measurement scales, the use of tuning of carrier frequencies, mixing of controlled noise for linearization of the path, including allowing the use of coarse (binary, binary – Signed) statistics.*

Key words: randomization, randomized processing, stochastic quantization, coarse statistics, binary and binary - character quantization, amplitude limitation, throughput.

**Ключевые слова:** рандомизация, рандомизированная обработка, стохастическое квантование, грубые статистики, бинарное и бинарно – знаковое квантование, амплитудное ограничение, скорость передачи информации.

### Введение

В коллективной монографии [1] дан обзор развития стохастических когерентно – импульсных РЛС с СДЦ: от первого внедрения в них режимов псевдослучайной вобуляции частоты повторения зондирующих импульсов для устранения эффекта «слепых скоростей», поимпульсной рандомизации (перестройки по случайному закону) несущей частоты, до рандомизированной обработки (Р-обработке) сигналов: стохастической дискретизации и квантования сигналов, реализации принципов стохастического принятия решений и в перспективе – полномасштабного применения сверхширокополосной шумовой радиолокации, реализующей форму функции неопределенности, удовлетворяющей требованию круговой симметрии. В радиолокации не менее важна реализация мер по снижению заметности, интерференционных провалов в диаграмме направленности (ДН) приёмной ФАР и обеспечению линейности тракта обработки и формирования сигналов в радиотехнических системах с большим динамическим диапазоном. Нелинейности приёмного тракта сокращают информационные возможности и уменьшают пропускную способность приёмных радиоканалов связи и локации.

**Актуальность** настоящих исследований в значительной степени распространяется и на построение радиоканалов в системах радиосвязи [2], которые должны:

Обладать большой информационной ёмкостью и скоростью передачи информации. Несущие сигналы

*Рассматривается стохастический подход к построению радиоканалов систем связи и локации. Стохастическая радиосвязь и радиолокация базируется на концепции введения в радиоканалы цифровой обработки и формирования сигналов искусственной стохастичности, предполагающих наряду с естественной стохастичностью, обусловленной случайной природой входных сигналов, рандомизацию условий процесса «приём – передача». Примерами могут служить: введение избыточности в сигналы путём расширения спектра обычных (временных) и пространственных частот, использование стохастических шкал квантования и измерения, применение рандомизации несущих частот, подмешивание контролируемого шума для линеаризации прёмного тракта и допускающей использование нелинейных трактов и грубых текущих («бинарных», «бинарно – знаковых») статистик.*

должны иметь большую энтропию, т.е. быть стохастическими (шумоподобными) [3, 4].

Иметь избыточность за счёт расширения спектра как обычных, так и пространственных частот путём построения многоканальных МИМО (multiple input – multiple output – «много входов – много выходов») систем с пространственным разнесением передающих и приёмных каналов.

Обычная обработка сигналов имеет недостатки: погрешности дискретизации, шумы квантования и округления, стробоскопические и интерференционные эффекты («слепые скорости», «слепые направления»), нелинейности, демаскирующие пики и боковые лепестки, что не позволяет напрямую снять ограничения по достижимым пределам потенциальной точности измерения параметров сигналов. Прямой путь повышения эффективности обработки сигналов, приведения в соответствие потенциального и инструментального разрешения, точности измерения параметров сигналов приводит к увеличению разрядности, повышению частот пространственной и

временной дискретизации, увеличению числа независимых каналов приёма, что не всегда приемлемо – необходим альтернативный подход.

В [5, 6] и работах других российских и зарубежных авторов исследованы вопросы спектрального и пространственно-частотного анализа и синтеза систем обработки сигналов, фазированных антенных решеток (ФАР). Однако специальные разделы, относящиеся к реализации потенциальной точности в адаптивных ФАР с малым числом элементов и «грубыми статистиками» ГС («0/1»; «+1/-1») сигнала, в них не исследованы.

Малоразрядной цифровой обработке посвящена работа [7] сказано, что разрядность фазовращателей (ФВ), умножителей, процессоров (DSP), интерфейсов определяет сложность построения аппаратуры. Применительно к обработке сигналов в радиолокации [1, 5] и радиосвязи [2] вопросы использования ГС в условиях ограничений не в полной мере исследованы, а лишь обозначены.

**Цель статьи** – дать обзор направления приложений цифровой обработки к построению радиоканалов с рандомизацией (стохастических радиоканалов) при решении типовых задач обнаружения, оценивания, фильтрации сигналов и передачи информации, сделать некоторые обобщения и определить их место в системах связи и локации.

### Теория цифровой стохастической обработки и формирования сигналов

Исследуемая обработка сигналов базируется на идейной основе метода Монте-Карло [8], являющегося инструментом, разрешающим компромисс между «грубым квантованием» и размерами окна пространственно-временных (ПВ) выборок. При анализе эффективности обработки задача состоит в том, чтобы найти количественный ресурс обработки ПВ сигналов, достаточный

для получения заданной эффективности в условиях отсутствия априорных сведений о дисперсии уровня шума, уровня дискретизации и грубого квантования.

Эффекты дискретизации, шумы квантования, в условиях отсутствия априорных сведений о помехах и многокритериальности решения задачи, зачастую не поддаются учету, однако есть много примеров, когда Р – обработка является способом и альтернативой устранения априорной неопределённости, позволяет сократить энергетические потери сигналов, что является предметом анализа разнообразных технических приложений теории.

Структурная схема модели исследований Р – обработки приведена на рис. 1. Достигнутый научный уровень исследований в этой области – сформировавшаяся совокупность идей, способов, устройств, алгоритмов на идеологической основе метода Монте – Карло, подпитываемой растущими техническими приложениями.

При отсутствии априорных сведений применяют «эмпирический байесовый подход», но чаще априорные распределения заменяют на равномерные. В системах управления, статистической радиотехнике (Я.З. Цыпкин, Б.Р. Левин) используют обучающие выборки и «пробные возмущения» [9].

Некоторые способы реализации использовались ранее нами [10] и за рубежом (см. Стивен Смит [11], Ричард Лайонс [12] и др.). В области информационно – измерительной техники и систем управления, выходящих за рамки выстраиваемой ниже теории, следует отметить имена: В.Г. Гайсов, А.К. Микельсон, Р.Ф. Немировский, И.Я. Билинский, А.К. Микельсон, Э.И. Вологдин, Г.П. Вихров, О.Н. Граничин, В.С. Гладкий, В.Г. Стругач, Ю.Г. Полляк, Б.Т. Полляк, В.И. Фомин, И.С. Рыжак, Cheild P., Chen H.F., Spalt J.C, Suo L. и ряд других, известных в кругу специалистов, применяющих Р-обработку для решения разнообразных задач.

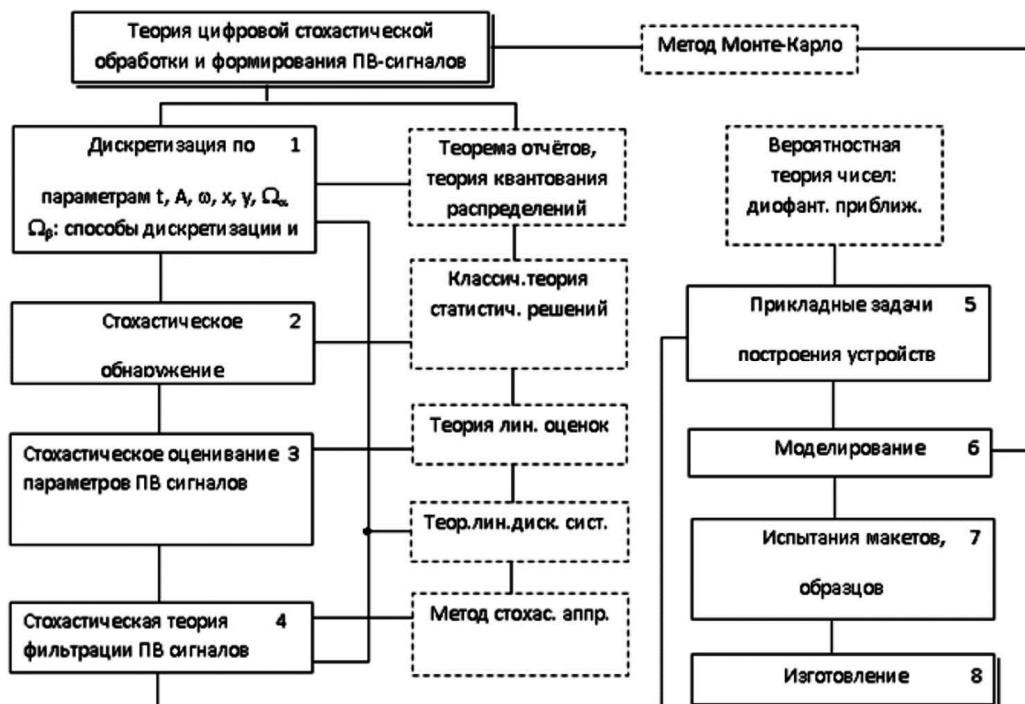


Рис. 1. Структурно-логический базис теории Р-обработки сигналов

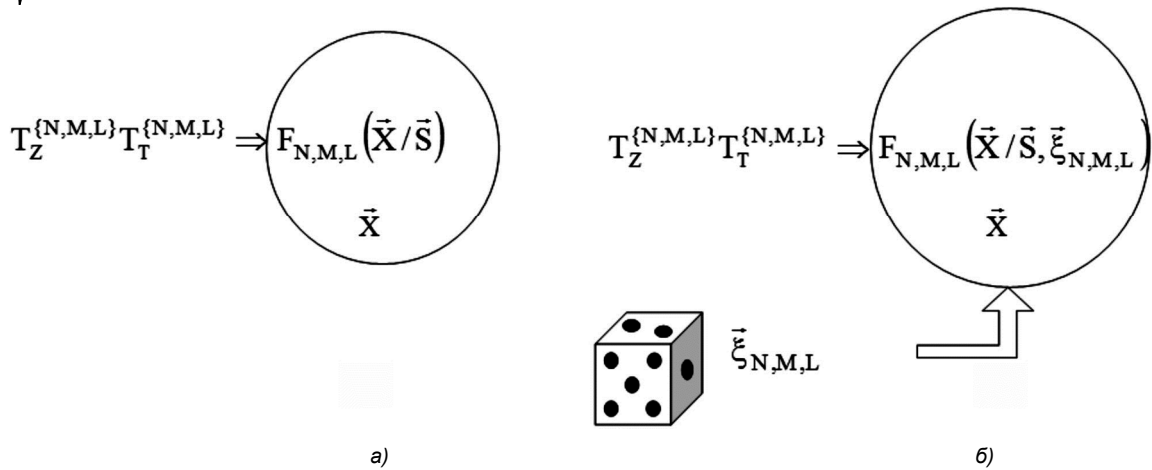


Рис. 2. Общая схема формирования пространства наблюдений:  
 а – классическая постановка задачи; б – задача с варьируемыми случайными параметрами

В качестве базовой теории, положенной в основу дальнейших разработок, была взята классическая теория радиолокационного обнаружения сигналов. В ней были учтены не только эффекты естественной стохастичности (тепловой шум, помехи), но и эффекты искусственной стохастической дискретизации и квантования. По терминологии Д. Миддлтона [13] была уточнена постановка задачи, сформулирован подкласс задач, который отличается тем, что в формировании пространства наблюдений принимает участие Наблюдатель. Наблюдатель в условиях априорной неопределённости варьирует условия наблюдения с целью минимизации возникающих при «грубой» ЦО ПВ сигналов потерь, которые компенсируются удлинением размеров ПВ – выборок (размеров окон усреднения).

Многие авторы для учета шума квантования увеличивают входной шум на величину эквивалентной по мощности дисперсии шума квантования  $D_{\Delta} = \Delta^2 / 12$ , что соответствует СКО  $\sigma_{\Delta} = \Delta / 2\sqrt{3}$ , где  $\Delta$  – цена младшего разряда АЦП, однако в общем случае это неверно.

В [1] сформулирован подкласс задач, который отличается тем, что в формировании пространства наблюдений принимает участие Наблюдатель, так что плотности вероятности выборки шума и смеси сигнала с шумом и помехами задаются в виде

$$F_{N,M,L}(\bar{X} / 0, \bar{\xi}_{N,M,L}) \text{ и } F_{N,M,L}(\bar{X} / \bar{S}, \bar{\xi}_{N,M,L}), \quad (1)$$

где  $\bar{X}$  и  $\bar{S}$  –  $N, M, L$  – мерные векторы пространства наблюдений и сигналов (заданы);  $\bar{\xi}_{N,M,L}$  – вектор рандомизирующего процесса параметров распределений, выбираемый Наблюдателем в пространстве параметров;  $N$  – размер временной выборки,  $M \times L$  – размеры пространственного окна наблюдений в ФАР.

Принадлежащие данному подклассу задачи названы задачами с варьируемыми случайными параметрами распределений, что показано на рис. 2.

В предлагаемом классе задач Наблюдатель получает дополнительную степень свободы помимо тех, которые имеются в задачах при классической постановке (назначение цен за ошибки при критерии среднего риска или назначение вероятности ложной тревоги при критерии Неймана-Пирсона).

Таким образом, отыскивается оптимальная операция приёма (обработки) данных для поставленного класса задач. Обозначим эту операцию по аналогии с операцией  $T_R^{\{N,M,L\}}$  как  $T_R^{\sim\{N,M,L\}}$ . Поскольку операция  $T_R^{\sim\{N,M,L\}}$  по определению является оптимальной, она должна переходить в операцию  $T_R^{\{N,M,L\}}$ , когда наблюдателем выбран вектор параметров  $\bar{\xi}_{N,M,L,opt} \in \{\in \{\bar{\xi}_{N,M,L}\}\}$ , т.е. когда распределения (2) переходят в распределения (1) и тем самым однозначно (в статистическом смысле) определяется пространство наблюдений

$$\tilde{T}_R^{\{N,M,L\}}\{\bar{X}\} = T_S^{\xi} T_R^{\{N,M,L\}}\{\bar{X}\}, \quad (3)$$

где  $T_S^{\xi}$  – операция выбора (select) оптимального вектора  $\bar{\xi}_{N,M,L}$ .

Таким образом, нахождение  $\tilde{T}_R^{\{N,M,L\}}$  сводится к отысканию операции  $T_S^{\xi}$ .

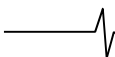
Строгое аналитическое доказательство существования оптимального вектора  $\bar{\xi}$  в общем виде затруднительно, однако при решении конкретных задач в работе найдено множество результатов (локальных оптимумов), достигаемых в конкретных устройствах, реализующих оригинальные процедуры устранения (уменьшения) эффектов дискретизации и квантования.

В [14] введено понятие – «Грубые статистики» (ГС), которое предполагает дискретизацию непрерывных множеств селектируемых, измеряемых и неизменяемых параметров ПВ сигнала, допуская на начальных этапах замену непрерывных множеств конечным множеством «грубых отсчетов» с последующей рандомизацией этих отсчетов путем задания вероятностной меры с помощью искусственной генерации случайных или псевдослучайных величин для уменьшения влияния эффектов дискретизации и квантования за счет удлинения размеров ПВ выборок.

### Методика и условия решения задачи

Обрабатываемый сигнал на входе приёмника РЛС представляет собой аддитивную сумму:

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{s}(t, \alpha, \beta) + \mathbf{n}(t), \quad (4)$$



где  $\mathbf{s}(t, \alpha, \beta)$ ,  $\mathbf{n}(t)$  – векторные реализации сигнала и помехи соответственно;  $\alpha$  – вектор информативных (время запаздывания, доплеровская частота, угловые координаты), а  $\beta$  – неинформативных случайных параметров сигнала (начальная фаза, амплитуда и др.).

Для получения отношения правдоподобия при наличии в сигнале неинформативных параметров необходимо сформировать отношение правдоподобия в предположении, что эти параметры фиксированы и известны, т.е.  $\Lambda(\mathbf{x}|\beta)$ , а далее усреднить это условное отношение по случайным параметрам, т.е. найти

$$\tilde{\Lambda}(\mathbf{x}) = \int_{\beta} \Lambda(\mathbf{x}|\beta) w(\beta) d\beta.$$

Обобщение решения задачи в этом случае связано с искусственным введением в ЦО дополнительных неинформативных случайных параметров, т.е. увеличением размерности вектора  $\beta^T = (\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_n)$  с  $n$  до  $n+r$ .

При этом считается, что новый вектор  $\beta_{n+r}$  имеет распределение  $w(\beta) = w(\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_{n+r})$ . Целочисленный параметр  $r \geq 1$  – число варьируемых случайных параметров.

В схеме на рис.1 можно выделить блоки 1 – 5, которые тематически связаны с Р – обработкой.

Первая компонента – блок 1 «Дискретизация ...», это:

- квантование во времени  $t$  «медленное время» по пачке импульсов и отдельных реализаций эхо-сигналов «быстрое время» по одному периоду;

- квантование пространства по осям  $X$  и  $Y$  электромагнитного (ЭМ) поля в апертуре ФАР РЛС;

- квантование по уровню амплитуды сигналов  $A$  и фазы сигнала в каналах ПВ фильтрации (в квадратурных каналах);

- квантование координат и параметров движения цели, каковыми могут быть дальность  $D$ , пеленг  $\theta$ , скорость  $V$  (доплеровское смещение частоты  $f_d$ );

- квантование обычных  $w$  и пространственных частот в апертуре ФАР РЛС, что связано с квантованием угловых направлений по азимуту и углу места;

- квантование распределений, поскольку входной ПВ сигнал (поле) в процессе его наблюдения представляет собой случайный процесс, развивающийся во времени.

Теорема отчетов определяет условия, при которых такое квантование возможно и потери информации отсутствуют. При Р – обработке размеры ПВ выборки тесно связаны с процедурой дискретизации и квантования и порядком фильтра, определяющим число степеней свободы. Показана связь этого блока с блоками «Теорема отсчетов» и «Теория линейных дискретных систем».

В стохастических обнаружителях (блок 2) пространство наблюдений разбивается не на два (как это принято в классической теории), а на три множества [10] с образованием промежуточной зоны, в которой вероятность принятия решения назначается Наблюдателем. Отличие от процедур Вальда доказано ранее в [14]: объём испытаний фиксирован, но решение об обнаружении принимается с некоторой вероятностью. В процедуре Вальда имеются также трудности вычислительного и технического плана, состоящие в том, что в ме-

тоде последовательного анализа нужно было решить некоторую систему рекуррентных уравнений. Во многих подобных ситуациях решение этих уравнений удаётся получить только для небольшого числа шагов (ступеней).

Нормировка распределений достигается использованием непараметрической статистики сравнений Манна-Уитни [15] (булевой или ранговой), в результате чего процедуры обнаружения приобретают робастные (непараметрические) свойства, вероятностные характеристики эффективности РЛС становятся инвариантными к распределению шума и уменьшаются ошибки дискретности задания вероятности ложных тревог в текущих малоразмерных окнах анализа [16].

Возможности Р – обработки иллюстрируются на примере улучшения изображений [20] с грубым квантованием (блок 4). На рис. 3 показано 2-мерное амплитудное распределение сигнальной модели условного летательного аппарата (ЛА). Амплитуда максимального сигнала равна 1, хвоста – 0,3, помеха отсутствует (вид «а»). Та же модель с рандомизирующим гауссовым шумом при отношении сигнал/помеха 10:1 (вид «б») и 1:1 (вид «в»).

Обработанные изображения для трёх способов РО обработки с бинарным квантованием (БК):

А. пороговая обработка – БК;

Б. БК – спектральная обработка типа ДПФ;

В. БК – ДПФ – режекторная фильтрация РФ (РФ – ФВЧ высоких частот), при отношении помеха/сигнал «1:1»; «5:1» и «50:1» показаны на рис.4 а, б и в (соответственно моделям ЛА а, б, в – рис. 3).

Сравнение соответствующих рисунков в приведённых примерах подтверждают различные возможности обработки сигналов с использованием грубых статистик и цифровой фильтрации. Несмотря на то, что рисунки справа более контрастные, это лишь иллюстрирует кажущееся уменьшение потерь сигнала, при этом границы потенциальной помехоустойчивости В.А. Котельникова не нарушаются.

### Стохастическая дискретизация времени и пространства

По блоку 2 в [17, 18] сформулированы варианты теорем отсчетов, дающие возможность восстанавливать сигналы и поля в связи с необходимостью их фильтрации по обычным и пространственным частотам (угловым направлениям).

При стохастической дискретизации установлено, что функции отсчетов  $\varphi_i(t)$  могут быть случайными, так как это не противоречит условию независимости (ортogonalности), по крайней мере, для эргодических процессов. Придание «стохастичности» дискретизации, например, за счет введения случайной шкалы квантования  $t_i = i\Delta t + \Delta t_i$ , где  $\Delta t_i$  – случайная величина с нулевым средним и дисперсией  $D_i = \sigma_i^2$ ,  $\sigma_i$ , – среднеквадратическое отклонение  $\Delta t_i$ , позволяет задействовать резервы усреднения.

Анализ функции отсчетов (рис. 5) показал, что увеличение индекса модуляции  $\nu = \sigma_i / \Delta t$  приводит к незна-

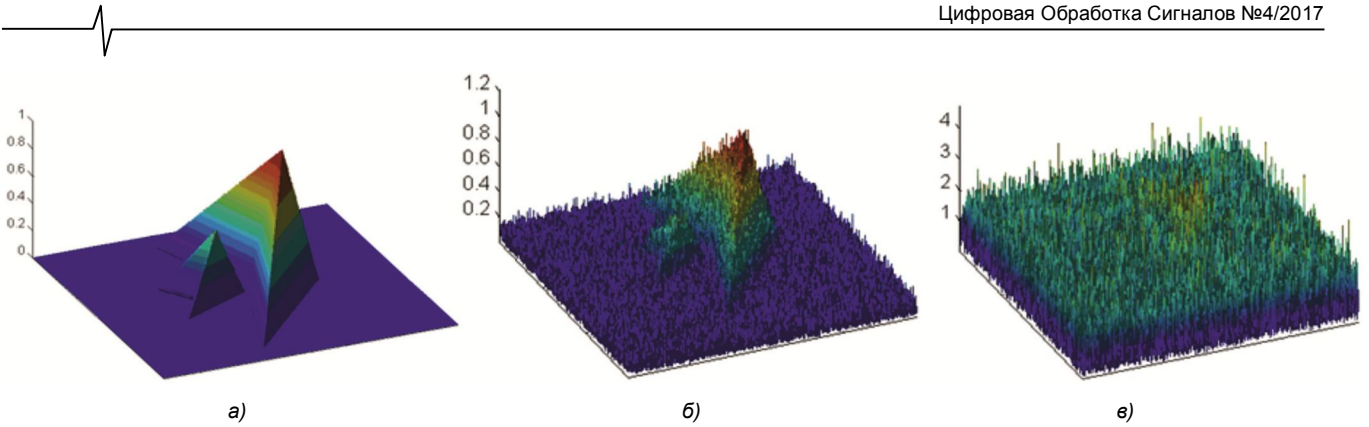


Рис.3. Двумерная сигнальная модель условного ЛА без помех (а) и с помехами (б, в)

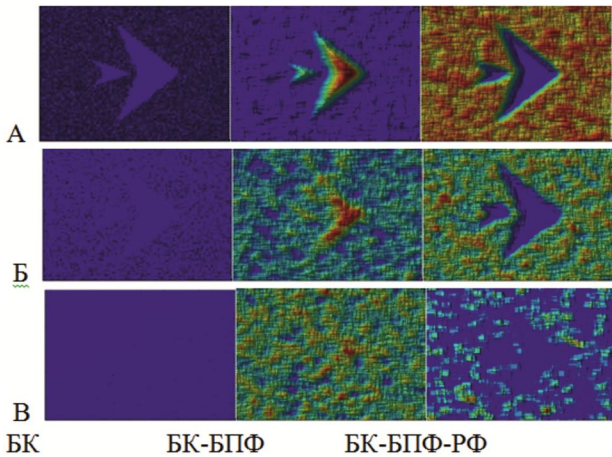


Рис. 4. Проекция изображения ЛА с различными способами обработки

чительным энергетическим потерям, расширяется главный лепесток, но существенно (с 13 до 26 дБ) уменьшается 1-й боковой лепесток, что позволяет сделать выводы об аналогии действия стохастических шкал квантования и весовых окон, уменьшающих эффект Гиббса.

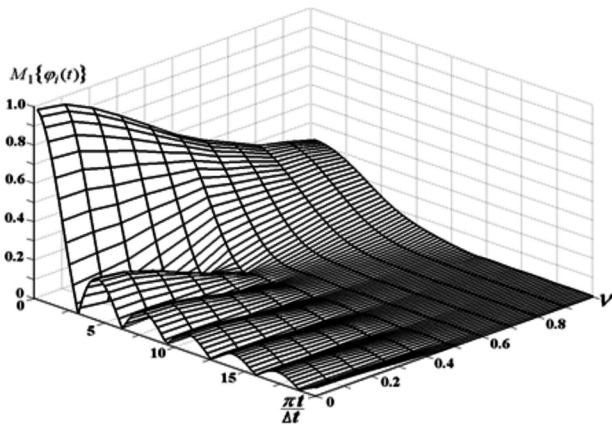


Рис. 5. Трехмерное изображение усредненной функции отсчетов  $\varphi_i(t)$

Новизна рассмотренной задачи состоит в использовании стохастических неэквидистантных шкал квантования, дающих эффект наложения весовых окон (уменьшение уровня боковых лепестков при некотором расширении главного). Практическая значимость результата состоит в устранении необходимости использования многоразрядных умножителей для реализации функции весового окна.

### Устранение стробоскопических эффектов

Аналогичный эффект, достигаемый применением стохастических неэквидистантных шкал квантования, наблюдается в задаче устранения «слепых» скоростей в когерентно – импульсных РЛС.

Фазовое состояние РЛС, задаваемое текущим значением интервала временного квантования  $\Delta t_i$ , соответствующим в медленном (по Доплеру) времени - периоду повторения зондирующих импульсов  $T_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$ , где  $N$  – число импульсов в пачке, для каждого  $T_i$  изменяет регулярное на оси скоростей положение «слепых» скоростей  $v_{сз} = kv_0$ , где  $k = 0, 1, 2, \dots$ ,  $v_0 = \lambda / 2T_i$ ,  $\lambda$  – длина волны.

Желательно, чтобы  $T_i$  соответствовало «оптимальной» скорости, однако при неизвестной скорости цели обеспечить это невозможно.

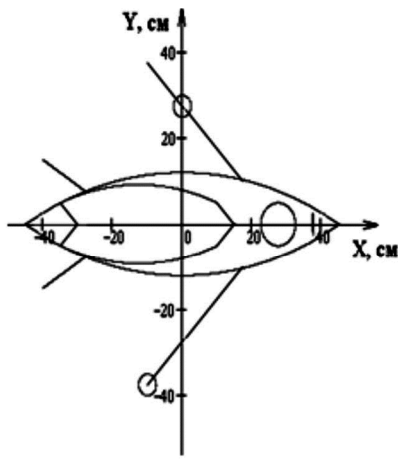
Для устранения неопределённости необходимо оптимизировать закон вобуляции частоты повторения (ВЧП) зондирований в РЛС с СДЦ, что с математической точки зрения эквивалентно решению классической вариационной задачи отыскания минимума определенного интеграла (интеграла Стильтьеса), задаваемого функцией  $N$  переменных,  $F(T_1, T_2, \dots, T_N; t_1, t_2, \dots, t_N)$ , удовлетворяющей по каждой переменной граничным условиям и условиям нормировки, для распределения доплеровских скоростей  $F(V)$ :

$$\Phi_N = \sum_{j=0}^s g_j \int_{L_T}^{1*} \int_{L_V}^{2*} (G^{(j)} - G_{жс}^{(j)})^2 dF(T_1, T_2, \dots, T_N; t_1, t_2, \dots, t_N), \quad (5)$$

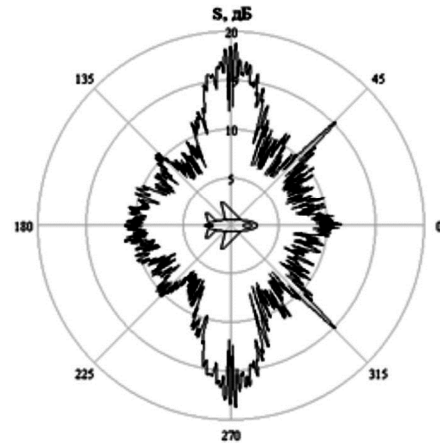
где в интеграле  $1^* - L_T - N$  – мерное множество решений по  $T$ ,  $G^{(j)}$ ,  $G_{жс}^{(j)}$  – варьируемые и желаемые скоростные характеристики системы СДЦ и их  $j$ -е производные, а в интеграле  $2^* - L_V$  – множество радиальных скоростей целей.

Совместная оптимизация алгоритма вобуляции достигается тем, что значения периодов зондирования  $T_1, T_2, \dots, T_N$  выбираются из условия получения требуемого распределения (хаотичности).

Типовые провалы неравномерной скоростной характеристики отнормированы ГОСТ-ом и составляют «минус 15 дБ», «минус 10 дБ» и «минус 3 дБ» для первой, второй и третьей «слепых скоростей» на скоростной характеристике обзорных РЛС.



а)



б)

Рис. 6. а – Модель объекта; б – его ДОР

При наличии активных помех схема обработки формирует ноль характеристики пространственного фильтра в направлении источника помехи. Таким образом, система ПВ обработки осуществляет пространственную согласованную фильтрацию по пространственным частотам.

#### Рандомизация несущей частоты

В отличие от рассмотренного примера практического устранения «слепых» скоростей, где рандомизации (вобуляции) был подвергнут период повторения зондирующих импульсов в когерентно-импульсной РЛС, далее рассмотрим перестройку несущей частоты.

Перестройка несущей частоты (ПНЧ) от импульса к импульсу (быстрая) может уменьшить влияние упомянутого стробоскопического эффекта, однако основное назначение ПНЧ состоит в уменьшении интерференционных провалов в диаграмме обратного рассеяния (ДОР) цели при неопределенном положении ее ракурса во время наблюдения.

На рис. 6 представлены чертеж модели (а) и рассчитанная ДОР по мощности (б) на длине волны  $\lambda = 3$  см. (модель МАИ).

Двумерное панорамное радиолокационное изображение (РЛИ) модели, синтезированное по круговой многочастотной комплексной ДОР при девиации частоты зондирующих сигналов  $\Delta f = 2$  ГГц (центральная частота  $f_0 = 10$  ГГц), представлено на рис.7. На этом рисунке показана усреднённая совокупность парциальных изображений тестового объекта на азимутах  $0^\circ, 30^\circ, 45^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 120^\circ, 150^\circ$  и  $180^\circ$ , полученных в интервале синтеза  $\Delta\varphi = 12^\circ$ .

Полученное панорамное РЛИ объекта адекватно заданному распределению локальных отражателей на его поверхности и позволяет оценить усредненную яркость локальных отражателей в широком угловом секторе.

Дополнение панорамного РЛИ множеством частных повышает информативность портрета реальных объектов, однако при обработке сигналов в каждом конкретном случае приходится обнаруживать цель в условиях интерференции ограниченного числа точек (рис. 8). РЛИ

на рис. 8 изображениями назвать можно весьма условно, т.к. они малоинформативны.

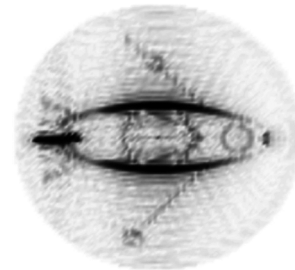


Рис. 7. Двумерное многочастотное РЛИ объекта



а)

б)

Рис. 8. РЛИ объекта для ракурсов  $0^\circ$  (а) и  $30^\circ$  (б)

Оптимизация интегрального распределения ПНЧ  $F(f_1, f_2, \dots, f_N; t_1, t_2, \dots, t_N)$  находится аналогично минимизации функционала (5). Провалы ДОР устраняются Р-обработкой.

#### Стохастическая пеленгация и адаптация управляемого покрытия

По блокам 3, 4 в [18] анализируется построение системы обработки и формирования сигналов РЛС для космических аппаратов, в которых учитываются технические аппаратурные ограничения и ограничения ресурсов цифровой обработки. Для реализации этого применяется последовательное диаграммо – образование на базе усечённых (малоэлементных) апертур и робастных статистик сигнала на входе грубых («булевых», «бинарно-знаковых») отсчетов сигнала. Это особенно актуально для реализации аппаратуры РЛС в условиях ограничений по аппаратным и вычислительным ресурсам, мас-



со-габаритным ограничениям, ограничениям по разрядности, энергопотенциалу и стоимости. Для достижения преимуществ предлагается нетрадиционный подход, предполагающий в процессе адаптивного формирования результирующей многолучевой (многоотсегментной) диаграммы направленности фазированной антенной решетки осуществлять поэтапную стохастическую модуляцию положения фазового центра путём активизации малого числа передающих слабонаправленных элементов и использования грубых (малоразрядных) текущих отсчетов входных сигналов (последовательная MIMO).

В [19] рассматриваются теоретические основы и возможные пути использования частотно-временного и пространственно-частотного ресурса для расширения спектра псевдошумовых РЛС с СДЦ, в том числе за счёт рандомизации электродинамических параметров управляемого адаптивного покрытия, перестройки несущей частоты, многочастотного анализа, вобуляции периода повторения зондирующих импульсов, использования шумовых несущих и в перспективе – полномасштабного применения шумовой сверхширокополосной радиолокации, реализующей форму тела неопределенности удовлетворяющего требованию круговой симметрии, и обладающей повышенной скрытностью работы.

**Стохастическая линейаризация амплитудного тракта**

Модель амплитудного тракта с бинарно-знаковым квантованием сигнала в квадратурах (блок 4) приведена на рис. 9. Анализ модели проводился в [21]. Далее приведём основные результаты анализа, имеющие отношение к обсуждаемой теме при использовании терминологии систем радиосвязи.

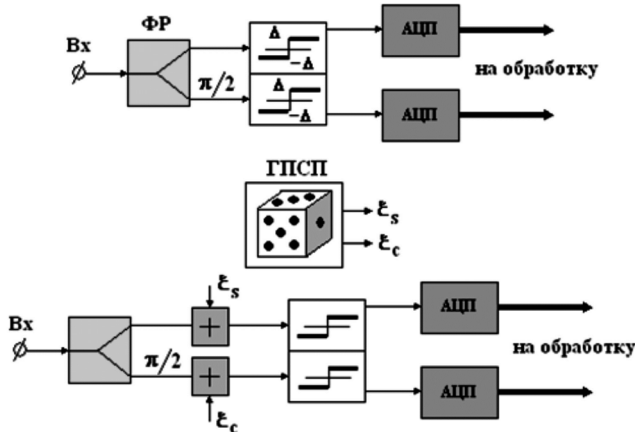


Рис. 9. Модель обрабатывающего тракта с ограничением сигналов

Мощность суммарного колебания  $P_{\Sigma} = P_C + P_{ш} + P_{рш}$ . Если полоса пропускания системы  $\Delta f_{эфф}$  то согласно известной формуле Шеннона её пропускная способность

$$C = \Delta f_{эфф} \log_2 \left( 1 + \frac{P_C}{P_{ш}} \right). \tag{6}$$

Нетрудно показать, что в случае, если под пропускной способностью понимать разность энтропий полезного сигнала и шума приёмного устройства,

$$C = \Delta f_{эфф} \log_2 \left( 1 + \frac{P_C}{P_{ш}} + \nu \right), \tag{7}$$

где  $\nu = \frac{P_{рш}}{P_{ш}}$  – индекс рандомизации, равный отношению мощности рандомизирующего шума  $P_{рш}$  к мощности шума  $P_{ш}$ . Формально из (7) следует, что рандомизация увеличивает пропускную способность системы, однако это кажущееся явление, т.к. «прирост» пропускной способности «уходит» на передачу через систему информации РШ.

Под пропускной способностью системы примем разность энтропий сигнала и суммарного шума, в этом случае

$$C = \Delta f_{эфф} \log_2 \left( 1 + \frac{P_C}{P_{ш}} \frac{1}{1+\nu} \right), \tag{8}$$

т.е. пропускная способность при увеличении  $\nu$  падает.

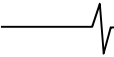
Анализ формулы (7) и (8) показывает, в обычном режиме (без ограничения сигналов) необходимость рандомизации условий радиоприёма не возникает. При наличии ограничения сигналов групповой сигнал подвергается жесткому ограничению, энтропия канальных сигналов, а следовательно и скорость передачи доплеровской информации в системе, падает до нуля. Для повышения информационных возможностей системы применим Р-обработку.

Ошибки дискретизации текущих (часто грубых) цифровых отсчётов в независимые отсчёты, которые в дальнейшем усредняются согласно метода Монте – Карло: результирующие потери полезного сигнала снижаются, а радиоканалы с ограничением («жесткими нелинейностями») линейризуются, приобретают ненулевую «энергетическую прозрачность» – скорость передачи информации в каналах (для констант, медленно меняющихся функций, изображений) зачастую становится минимально достаточной.

Формирование «бинарно – знаковой» статистики в условиях рандомизации при ограничении в тракте или бинарном квантовании происходит следующим образом. Аддитивная смесь  $u(t) = s(t, \alpha, \beta) + c(t)$  полезного сигнала  $s(t, \alpha, \beta)$  и коррелированной по времени пассивной помехи  $c(t)$  (уровень шума приёмника пренебрежимо мал) по каждой квадратуре при ограничении подвергается бинарно-знаковому квантованию, при этом на выходе имеем бинарно – знаковую ГС  $u_i^* = \text{sign}\{u_i\} \Delta = \mu_i \Delta$ , причем  $\Delta f_{эфф} \mu_i = 1$  при  $u_i > 0$  и  $\mu_i = -1$  при  $u_i \leq 0$  (здесь  $\Delta$  – масштабный коэффициент, равный максимальному напряжению на входе ограничителя).

При «жестком» ограничении входного сигнала амплитуда импульсов активной хаотической импульсной помехи подавляется, а слабый полезный сигнал после квантования подвергается когерентному накоплению в соответствующем канале многоканальной фильтрации. Мощная пассивная коррелированная помеха от неподвижных местных предметов сосредотачивается в 0-м канале ДПФ и подавляется схемой селекции системы СДЦ.

С целью стохастической линейаризации нелинейной характеристики ограничителя во входную смесь добавим



искусственный шум  $\beta$  каждая квадратурная компонента которого распределена по закону

$$\omega = (2\Delta)^{-1}, \text{ при } |\beta| \leq \Delta \quad (9)$$

В этом случае СВ

$$\mu_i = \begin{cases} 1, & \text{с вероятностью } p = 2^{-1} + u_i(2\Delta)^{-1}; \\ -1, & \text{с вероятностью } q = 1 - p. \end{cases} \quad (10)$$

а её моменты:

$$M_1\{\mu_i\} = u_i / \Delta; \quad M_1\{\mu_i^2\} = 1 \quad (11)$$

Поэтому  $M_1\{u_i^*\} = u_i$ , т.е. операция  $M\{\}$  линеаризует нелинейность  $\text{sign}$  (эффект «стохастической линеаризации»), а  $M_1\{u_i^{*2}\} = \Delta^2$ , что объясняет эффект «робастности» – нормирования мощности за счет характеристики жесткого симметричного ограничителя.

Для РО на выходе  $k$ -го канала системы «ограничитель – ДПФ»

$$P_{\text{вых}} = N(\Delta^2 - C^2) + S^2 N(N-1) = P_{C_{\text{вых}}} + P_{S_{\text{вых}}} \quad (12)$$

где  $P_{C_{\text{вых}}} = K(\Delta^2 - C^2)$  – мощность помехи;

$$P_{S_{\text{вых}}} = S^2 N(N-1).$$

Обозначим через  $q_0^2 = P_{S_{\text{вых}}} / P_{C_{\text{вых}}}$  пороговое отношение сигнал-помеха, тогда для  $N \gg 1$  требуемое значение амплитуды входного сигнала  $S_{\text{мин}} = \Delta q_0 / \sqrt{N}$ .

Предельно достижимый коэффициент подавления помехи при  $C = \Delta - S_{\text{мин}} : K_{n \text{ max}} = A / (1 - A^2)$ , где

$$A = 1 - q_0 / \sqrt{N}.$$

Нормированный коэффициент передачи полезного сигнала

$$K_s = (P_{S_{\text{вых}}} / P_{C_{\text{вых}}})(1/K) = S^2 N \cdot (N-1) / (S^2 N) \quad (13)$$

Для  $N=1$ , вследствие ограничения и невозможности выявления фазовых различий соседних отсчетов эхо-сигнала, наблюдается полная потеря полезного сигнала. В других случаях потери составляют  $10 \log(N-1)$  дБ и становятся пренебрежимо малыми при  $N \gg 1$ , поэтому максимальный коэффициент улучшения  $K_y = K_n K_s$  при  $N \rightarrow \infty \quad N \rightarrow \infty$

$$K_y \rightarrow \frac{1}{2q_0} N \sqrt{N}.$$

Анализ полученных значений  $K_y$  показывает, что рандомизация системы улучшается с ростом  $N$ . Абсолютные значения  $K_y$  для  $N = 2^r$  – точечных БПФ составляют 33 дБ, 37 дБ, 42 дБ для  $r = 8, 9$  и  $10$ , соответственно.

Для числа элементов  $N = 31$  коэффициент усиления доплеровского канала системы обработки составил 18 дБ при потерях пороговой чувствительности менее 1,5 дБ.

### Моделирование многосигнальных режимов

Цель моделирования состояла в том, чтобы проверить линейные свойства данного способа обработки. Проявление линейных свойств в первую очередь связано с таким понятием, как «многосигнальное разрешение». На рис. 10-13 представлены результаты моделирования прохождения суммы двух гармонических сиг-

налов на частотах  $\omega_i$  и  $\omega_j$  через систему обработки типа

« $\text{sign}\{\}$  -ДПФ» для случаев отсутствия шума  $q_0^{-1} = 0$  (рис. 6, 7) и с рандомизацией (рис. 8, 9).

На рис. 10, 11  $A(f)$  – амплитудный спектр выходной смеси сигналов, амплитуды которых на входе соотносились как 1 и 0.5. Частотный разнос сигналов  $\Delta f$  линейно изменялся от 1 до 40 % от частоты Найквиста.

Комбинации возможных частот входных сигналов представлены рис. 10, 11, из которых видно, что при малой разнице частот входных сигналов  $\omega_i$  и  $\omega_j$ , когда

$$\Delta\omega_{ij} = 2\pi\Delta f_{ij} \ll \frac{2\pi}{T}, \text{ независимо от положения медианы}$$

$\frac{\omega_i + \omega_j}{2}$  внутри интервала однозначного отсчета частоты

$\left[-\frac{\pi}{T}, \frac{\pi}{T}\right]$  или  $\left[0, \frac{2\pi}{T}\right]$  наблюдается удовлетвори-

тельное разрешение сигналов в условиях появления разностных гармоник («биений»).

Эти же рисунки иллюстрируют случаи, когда разность частот  $\Delta\omega_{ij}$  соизмерима с  $\pi/T$ , где  $T$  – интервал временной дискретизации.

На всех рисунках  $K$  – число уровней квантования,  $q_0$  – отношение «сигнал/шум»,  $N$  – размер массива, который был выбран равным 1024.

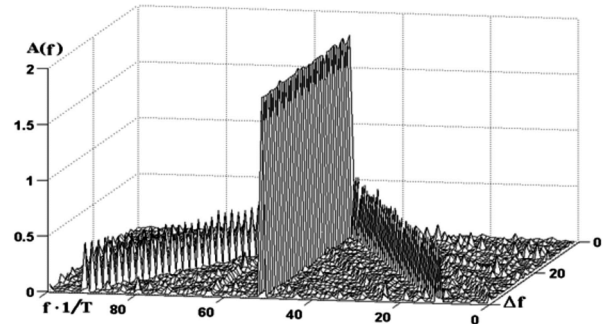


Рис. 10. Амплитуда сигнала с выходом спектроанализатора:  $K=1, q_0^{-1}=0$

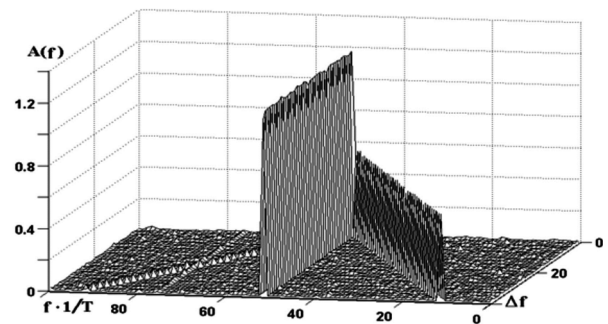


Рис. 11. Амплитуда сигнала с выхода спектроанализатора:  $K=5, q_0^{-1}=0$

На рис. 10. рассмотрено взаимодействие уменьшенного в два раза сигнала с более «сильным». Рандомизирующий процесс фильтрации подтвердил линеаризирующее действие шумового рандомизирующего напряжения. В исходном варианте наблюдались следующие эффекты:

- а) наличие потерь, обусловленных «грубостью» квантования  $K = 1$  порядка  $1 \div 2$  дБ;
  - б) подавление слабого сигнала сильным в условиях отсутствия рандомизации;
  - в) большая «засорённость» спектра комбинированными составляющими в условиях детерминированного квантования в этих же условиях;
- На рис. 12, 13 – соотношение амплитуд как 1:1 и 1:0,1.

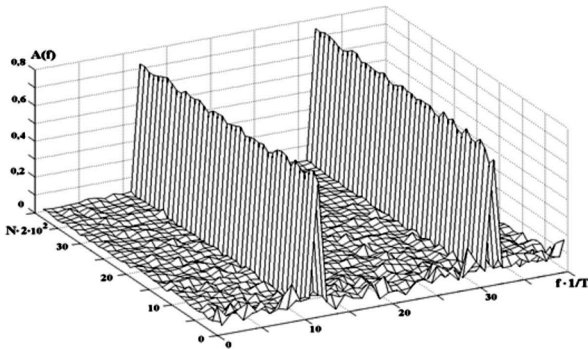


Рис. 12. Разрешение 2-х сигналов одинаковой амплитуды,  $K = 1$  для  $N \gg 1$

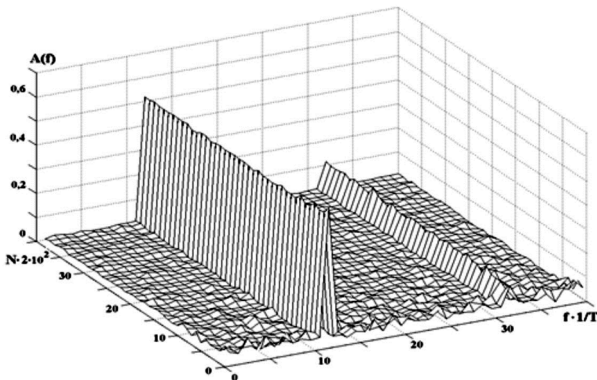


Рис. 13. Разрешение 2-х сигналов с амплитудным соотношением «1:0,1» для  $N \gg 1$

Из рис.13 видно, что ослабленный в 10 раз сигнал не подавляется.

**Стохастический ЦФ, обнаружение слабых сигналов (блок 4)**

Среди большого многообразия известных способов компенсации помех и выделении полезного сигнала наибольшее распространение получили системы ПВ – обработки типа «режекторный фильтр – когерентный накопитель» (РФ – КН) [22]. При большой разрядности АЦП ( $L > 8$ ) указанный способ является простым способом квазиоптимальной фильтрации сигналов на фоне коррелированных помех, осуществляющим «обеление» пассивных помех в РФ и накопление сигналов в КН, не используя при этом общепринятые вычисления обратной матрицы и умножения входной выборки на обратную матрицу помех, а также последующие умножения результата на вектор полезного сигнала, преобразованного в матричном обеляющем фильтре. Идея исследуемого метода может быть использована и при оптимальной обработке. В нашем случае она заключается во введении на вход АЦП шумового напряжения смещения, рандомизирующего процесс квантования. В результате, квантова-

ние входного сигнала осуществляется с помощью случайной шкалы, при этом сам сигнал не изменяется (Наблюдатель изменяет условия наблюдения).

Алгоритм фильтрации РФ – КН был конкретизирован следующим образом: в качестве РФ применялся нерекурсивный фильтр  $r$ -го порядка, а в качестве КН – алгоритм дискретного преобразования Фурье (ДПФ) размерностью  $N$ .

Рассматривается процедура цифровой когерентной фильтрации применительно к задаче СДЦ по обычным частотам, но сделано обобщение на случай пространственных частот. В первом случае формируются провалы (нули) по оси доплеровских частот, а во втором – формируются нули по оси пространственных частот – угловым направлениям.

Для коэффициента улучшения в схеме «РФ-КН» с рандомизацией АЦП имеем

$$J = r_{\text{вых}} / r_{\text{вх}} = K_{\Pi} K_C, \tag{14}$$

где  $r_{\text{вых}} = P_{C_{\text{вых}}} / P_{\Pi_{\text{вых}}}$ ,  $r_{\text{вх}} = P_{C_{\text{вх}}} / P_{\Pi_{\text{вх}}}$  – отношения мощностей полезного сигнала к мощности пассивных помех на выходе и входе соответственно;

$K_{\Pi} = P_{\Pi_{\text{вх}}} / P_{\Pi_{\text{вых}}}$  – коэффициент подавления помех;

$K_C = P_{C_{\text{вх}}} / P_{C_{\text{вых}}}$  – коэффициент передачи полезного сигнала. Прохождение помехи через РФ и КН рассматривается для РФ  $r$ -го порядка, когда текущие отсчеты взвешиваются весовыми коэффициентами

$$a_i = (-1)^i C_r^i \quad (i = 0, 1, 2, \dots, r),$$

где  $C_r^i$  – число сочетаний из  $r$  по  $i$ , тождественная схеме  $r$  – кратного ЧПК.

При детерминированном квантовании текущий цифровой отсчет  $X$  (в каком-либо из квадратурных каналов) связан с уровнем  $C$  компенсируемой помехи соотношением:

$$C = X\Delta + \Delta_C,$$

где  $X = E\{C/\Delta\}$  – функция целой части отношения  $C/\Delta$ ;  $\Delta_C = R\{C/\Delta\}$  – дробная доля отношения  $C/\Delta$ .

При рандомизированном квантовании ( $\xi \in [0, \Delta]$ ) на выходе АЦП вырабатываются цифровые отсчеты  $X + \mu_i$ ,  $i = 1, 2, \dots$ , где

$$\mu_i = \begin{cases} 1, & \text{с вероятностью } p = \Delta_C / \Delta, \text{ при } \xi > \Delta - \Delta_C; \\ 0, & \text{с вероятностью } q = 1 - p, \text{ при } \xi \leq \Delta - \Delta_C \end{cases}$$

Используя принятые обозначения, мощность помехи  $P_{\Pi}$  на выходе РФ представим в виде

$$P_{\Pi} = M \left\{ \left[ \Delta \sum_{i=0}^r (-1)^i C_r^i \left( \frac{C - \Delta_C + \mu_i}{\Delta} \right) \right]^2 \right\}, \tag{15}$$

где  $M\{\}$  – оператор математического ожидания от  $\{\}$ .

При независимых испытаниях на выходе РФ

$$P_{\Pi} = \Delta^2 pq \sum_{i=0}^r (C_r^i)^2 = P_{\Pi 0}, \tag{16}$$

а на выходе КН  $P_{\Pi_{\text{вых}}} = \Delta^2 Npq \sum_{i=0}^r (C_r^i)^2 = NP_{\Pi 0}$ .

Учитывая далее, что максимальное значение помехи при «дребезге» на границах шкалы квантования

$C = \Delta 2^{L-1}$ , а также то, что амплитуда сигнала от цели, летящей с «оптимальной» скоростью ( $d_k = \pi$ ), после прохождения через РФ и КН увеличивается в  $2^r N$  раз, целесообразно степень подавления помех для РО охарактеризовать нормированным коэффициентом подавления помехи, минимальное значение которого достигается для помех, лежащих посредине кванта  $\Delta$  (для них  $p = q = 1/2$ ) (формируются «пучности»):

$$K_{П.Н.Р.М.} = 2^{2L} \frac{2^{2r} N}{\sum_{i=0}^r (C_r^i)^2} = 2^{2L} \eta. \quad (17)$$

При детерминированном квантовании полностью подавляются помехи, лежащие внутри кванта  $\Delta$ , а помехи, лежащие на его границах, подавляются в меньшей степени, так как уровень нескомпенсированных остатков помехи на выходе РФ и КН может достигать величины  $T 2^{r-1} \Delta$ . В связи с этим значение нормированного коэффициента подавления для детерминированной обработки

$$K_{П.Н.Д.М.} = \frac{\Delta^2 2^{2(L-1)} (2^r N)^2}{N^2 2^{2(r-1)} \Delta^2} = 2^{2L}. \quad (18)$$

В выражении (8) коэффициент  $\eta > 1$ , т.е. РО имеет преимущества перед детерминированной обработкой. Действительно, принимая во внимание, что

$$\left( \sum_{i=0}^r C_r^i \right)^2 > \sum_{i=0}^r (C_r^i)^2, \text{ а } \sum_{i=0}^r C_r^i = 2^r,$$

получаем

$$\eta = \frac{2^{2r} N}{\sum_{i=0}^r (C_r^i)^2} > \frac{2^{2r}}{\sum_{i=0}^r C_r^i} = \frac{2^{2r} N}{2^{2r}} = N \geq 1.$$

Анализ выражения показывает, что степень подавления коррелированных помех в случае рандомизированной обработки определяется не только разрядностью  $L$  АЦП, но и порядком  $r$  режекторного фильтра, а также числом анализируемых отсчетов в блоке ДПФ. Выбирая соответствующим образом параметры  $N$  и  $r$ , можно существенно сократить число уровней квантования  $M = 2^L$  для достижения требуемого подавления. При детерминированной обработке, степень подавления определяется разрядностью  $L$  АЦП, при этом удельное подавление в расчете на один двоичный разряд не превышает 6 дБ.

Если амплитуда полезного сигнала не слишком мала по сравнению с  $\Delta$ , то его мощность на выходе устройства

$$P_{c \text{ вых}} = \frac{(N 2^r S)^2}{2} = N^2 2^{2r-1} S^2.$$

Учитывая, что  $P_{c \text{ вх}} = S^2 / 2$ , коэффициент усиления полезного сигнала представим в виде

$$K_C = P_{c \text{ вых}} / P_{c \text{ вх}} = N^2 2^{2r}. \quad (19)$$

Из полученных формул следует, что заданный коэффициент улучшения фильтра СДЦ при соответствующем выборе параметров  $N$  и  $r$  РФ и КН может быть достигнут при меньшем, чем при детерминированной обработке числе уровней квантования во входном АЦП. Стохастическая линеаризация малых амплитуд рас-

смотрена в [22].

На рис. 14 построены зависимости  $P_{c \text{ вых}}$  от амплитуды сигнала  $S$  при  $K_C \Delta_C = 0$  (кривая 1) и  $\Delta_C = \Delta / 2$  (кривая 3). На этом же рисунке приведены соответствующие зависимости при детерминированной обработке (кривые 2 и 4). Линеаризация нелинейности типа «зоны нечувствительности» позволяет повысить обнаруживаемость слабых сигналов, амплитуда которых соизмерима с квантом  $\Delta$  АЦП.

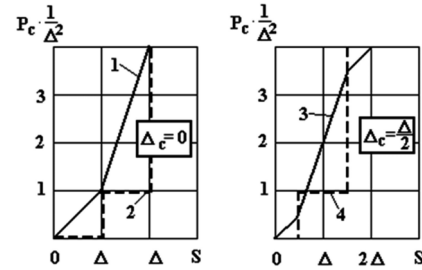


Рис. 14. Зависимости нормированной мощности выходного сигнала  $S$ , соизмеримого с размером кванта  $\Delta$  для сравниваемых методов обработки

Если амплитуда полезного сигнала не слишком мала по сравнению с  $\Delta$ , то его мощность на выходе устройства

$$P_{c \text{ вых}} = \frac{(N 2^r S)^2}{2} = N^2 2^{2r-1} S^2.$$

Учитывая, что  $P_{c \text{ вх}} = S^2 / 2$ , коэффициент усиления полезного сигнала представим в виде

$$K_C = P_{c \text{ вых}} / P_{c \text{ вх}} = N^2 2^{2r}. \quad (20)$$

Из полученных формул следует, что заданный коэффициент улучшения рандомизированного фильтра СДЦ при соответствующем выборе параметров  $N$  и  $r$  РФ и КН может быть достигнут при меньшем, чем при детерминированной обработке числе уровней квантования во входном АЦП. Без рандомизации сигналы цели малой амплитуды в приёмном устройстве «с ограничением», лежащие внутри кванта  $\Delta$ , терялись полностью. Для повышения информационных возможностей применялась Р-обработка.

В качественном плане результаты проведенного анализа справедливы для построения систем ПВ-обработки, где с помощью пространственного РФ формируются провалы в диаграмме направленности ФАР радара, а КН типа ДПФ осуществляет когерентное накопление сигнала с  $k$ -ого углового направления. В то же время фильтрация сигналов и помех по угловым направлениям имеет свои особенности, которые мы рассмотрим ниже.

В качественном плане результаты проведенного анализа справедливы для построения систем ПВ-обработки, использующих понятие пространственных частот  $\Omega_\alpha, \Omega_\beta$  (1), что связано с угловыми направлениями азимута  $\alpha$  и угла места  $\beta$ . С помощью пространственного РФ формируются провалы в диаграмме направленности ФАР радара, а КН типа ДПФ (матрица Бартлетта) осуществляет когерентное суммирование сигнала с  $k$ -ого углового направления. Фильтрация сигналов и помех по угловым направлениям имеет свои особенности, которые обусловлены тригонометрическими членами в выражении (1), а также зависит от выбранного шага пространственного квантования в ФАР.

## Резюме

Использование энергетических критериев эффективности РО ПВ - сигналов в виде коэффициентов «подавления», «улучшения» позволяет получить количественные значения прироста этой эффективности в зависимости от решаемой задачи. В частности – рандомизация ПВ – фильтрации обеспечивает совместимость использования таких ПВ-ресурсов как порядок  $r$  – режекторного фильтра ПП, число  $N$  когерентно накапливаемых фильтров, число  $M$ ,  $L$  – пространственных каналов, используемых для сглаживания шумов квантования. Из-за наличия элементов случайности и худших результатов классификации по сравнению с байесовским правилом использовать  $P$  – правила на первый взгляд не имеет смысла. Однако данное правило и подобные ему представляют значительный интерес при работе с грубыми статистиками и в условиях отсутствия априорных сведений о помехах.

Почти всегда имеет место естественная  $P$  за счет собственного шума приемника, однако статистические характеристики входного шума не всегда могут обеспечить гарантированную скорость сходимости измерений после закругления квантования, дающего максимальную ошибку  $\pm \Delta$ , т.к. ошибки отдельных грубых отсчетов имеют одинаковый знак (+ или -) и при накоплении суммируются и не компенсируют друг друга, т.е. не сглаживаются. Разрушить корреляцию текущих грубых отсчетов когерентной ЦО позволяют алгоритмы РО. В стохастическом смысле нелинейности линеаризуются.

## Заключение

Установлено, что круг вопросов построения радиоканалов систем связи и локации может базироваться на концепции стохастической радиосвязи и радиолокации, т.е. введении в радиоканалы цифровой обработки и формирования сигналов искусственной стохастичности, предполагающих наряду с естественной стохастичностью, обусловленной случайной природой входных сигналов, рандомизацию условий процесса «приём – передача». Примерами могут служить: введение избыточности в сигналы путём расширения спектра обычных (временных) и пространственных частот, использование стохастических шкал квантования и измерения, применение перестройки несущих частот, подмешивание контролируемого шума для линеаризации прёмного тракта, допускающей использование грубых («0/1»; «+1/-1») текущих отсчетов, энергетическая и информационная ущербность которых компенсируется (нивелируется) изначальным заданием размера пачки сигналов, что не противоречит пределу потенциальной помехоустойчивости В.А. Котельникова, предполагающего использование всей энергии сигнала, независимо от алгоритмов ЦО ПВ сигналов.

## Литература

1. Горбунов Ю.Н., Куликов Г.В., Шлак А.В. Радиолокация: стохастический подход. Монография. – М.: Горячая линия – Телеком, 2016, 576 с.: ил.
2. Горбунов Ю.Н. Рандомизированная обработка сигналов в радиолокации и связи ISBN 978-3-659-37797-6, Издательство «LAP LAMBERT Academic Publishing», 66121, Saarbrücken, Germany, 2015. 150 с.
3. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. – М.: Ин. лит., 1963.

4. Борисов Ю.П., Пенин П.И. Основы многоканальной передачи информации. М.: Связь. – 1967. 435 с.
5. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию / Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
6. R. Klemm. Space-Time Detection Theory // The material in this publication was assembled to support a lecture series under the sponsorship of the sensor and electronics Technology Panel (SET) and the Consultant and Exchange Programmer of RTO presented on 23-24 september 2002 in Moscow, Russia.
7. Горбунов Ю.Н. Цифровая обработка радиолокационных сигналов в условиях использования грубого (малоразрядного) квантования: Монография // Федеральное космическое агентство, ФГУП «ЦНИРТИ им. А.И. Бегра» – М., 2007. – 87 с. <http://www.cnirti.ru/pdf/d260109.doc>.
8. Metropolis N., Ulam S. The Monte Carlo Method // J. Amer. Statistical Assoc. 1949. V. 44, №247. P. 335 – 341.
9. Граничин О.Н., Поляк Б.Т. Рандомизированные алгоритмы оценивания и оптимизации при почти произвольных помехах. – М.: Наука, 2003. – 393 с.
10. Горбунов Ю.Н., Бондарев А.В. Алгоритмы и устройства цифровой стохастической обработки сигналов в радиолокации: Монография – Учебное пособие. – М.: НИЦЭВТ, ИПК МРП, 1990. – 144 с.
11. Steve Smith (Стивен В. Смит). Научно-техническое руководство по Цифровой Обработке Сигналов. – Калифорния, Калифорнийское техническое издательство Сан Диего, 1999, перевод АВТОЭКС, Санкт-Петербург. 2001, <http://www.autex.spb.ru>.
12. Ричард Лайонс. Цифровая обработка сигналов: Второе издание. Пер. с англ. – М.: ООО «Бином-Пресс», 2006г. – 656с., ил.
13. Миддлтон Д. Введение в статистическую теорию связи. // В 2-х томах. – Т. 1,2. Пер.с англ. под ред. Б.Р. Левина. – М., «Сов. Радио», 1961, 1962.
14. Горбунов Ю.Н. Цифровые стохастические радары: принятие решений, стохастическое обеление помех, рандомизация измерений параметров, применение. // Труды VIII МНТК «Кибернетика и высокие технологии XXI века». – Воронеж: НПФ «Саквоее», 2007, т. I-С. 446-455.
15. Томас. Непараметрические методы обнаружения сигналов. // ТИИЭР. – 1970. – т. 58. – №5. – с. 23 – 31.
16. Горбунов Ю.Н. Стохастические критерии обнаружения сигналов. Изд. «Радиотехника», журнал «Нелинейный мир», 2016, Том, № 6, с.3 – 13.
17. Горбунов Ю.Н. Стохастическое временное и пространственное квантование в плоских апертурах фазированных антенных решеток. // Труды X МНТК «Радиолокация, радионавигация и связь». – Воронеж: Изд. НПФ «Саквоее», 2005, т. III. – с. 1790 - 1798.
18. Горбунов Ю.Н. Стохастическая интерполяция пеленга в адаптивных антенных решетках с последовательным диаграммообразованием на базе усечённых (малозлементных) апертур и робастных статистик сигнала на входе // Издательство «Радиотехника», Журнал «Антенны», 2015, №6, с. 18-26.
19. Горбунов Ю.Н. Снижение радиолокационной заметности объектов методами рандомизации параметров сигнала и управляемого антенного покрытия многофункциональных адаптивных РЛС. Изд. «Радиотехника», журнал «Антенны», 2016, №11, с. 42 – 50.
20. Горбунов Ю.Н. Теорема о стохастической дискретизации изображений в радиолокации и связи. // Труды 18-й Международной Конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение». – М.: РНТОРЭС им. А.С. Попова, 2016 г., с. 225-230.
21. Горбунов Ю.Н. Рандомизация условий приёма и формирования сигналов в многоканальных доплеровских информационных системах с амплитудным ограничением // В кн.: Международная конференция «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий – REDS-2014». – М.: 2015. с. 144 – 147.
22. Горбунов Ю.Н. О возможности уменьшения числа уровней квантования в цифровых фильтрах СДЦ путем применения рандомизированных алгоритмов. // Радиотехника. 1983, № 6. – с. 45 – 47.

## МИНИМИЗАЦИЯ ВЛИЯНИЯ ПАРАЗИТНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ, ВЫЗВАННОЙ ЭХО СИГНАЛАМИ, В ЧАСТОТНЫХ ДАЛЬНОМЕРАХ БЛИЖНЕГО ДЕЙСТВИЯ СО СПЕКТРАЛЬНЫМ МЕТОДОМ ОЦЕНКИ РАЗНОСТНОЙ ЧАСТОТЫ

*Давыдочкин В.М., к.т.н., начальник отдела СВЧ устройств и антенн ООО предприятие «Контакт-1», e-mail: skb@kontakt-1.ru;*

*Давыдочкина С.В., к.т.н., доцент кафедры математики и информационных технологий управления академии ФСИН России, e-mail: dav-sv@yandex.ru;*

*Езерский В.В., д.т.н., профессор кафедры радиоуправления и связи Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: ezerski@yandex.ru.*

## MINIMIZATION OF INFLUENCE OF THE PARASITIC FREQUENCY THE MODULATIONS, CAUSED THE ECHO SIGNALS, IN FREQUENCY SHORT-RANGE FINDERS WITH THE SPECTRAL METHOD OF ESTIMATION DIFFERENCE FREQUENCY

*Davydochkin V.M., Davydochkina S.V., Ezerskiy V.V.*

*The error of measurement of the distance, caused by influence of the parasitic frequency modulation arising owing to influence on the microwave generator of echo-signals, the reflected from useful and stirring objects, for range finders with measurement difference frequencies in frequency area is considered. The parities are resulted, allowing to analyze error size. Requirements to performance of feeding devices and parametres of the weight function are defined, allowing to minimise an error.*

**Key words:** frequency range finder, measurement error, the spectral method, bending around errors.

**Ключевые слова:** частотный дальномер, погрешность измерения, спектральный метод, паразитная модуляция, эхо-сигнал.

### Введение

В прецизионных измерительных радиолокационных системах ближнего действия с частотной модуляцией (ЧМ) зондирующего сигнала типичной является проблема повышения точности оценки разностной частоты сигнала, принимаемого на фоне помех. Помехи порождаются многочисленными отражающими объектами в зондируемом пространстве и неизбежными неоднородностями в антенно-волноводном тракте (АВТ). Требования по точности измерения расстояния в таких системах очень высокие и могут составлять доли мм. Для обработки сигнала разностной частоты (СРЧ) развиваются различные методы, как в спектральной, так и во временной областях. Наиболее интересными и перспективными с практической точки зрения являются метод весового усреднения разностной частоты (ВУРЧ) во временной области и оценка разностной частоты по максимуму спектральной плотности амплитуд (СПА) в частотной области [1]. Последний метод далее будем называть спектральным методом. Надёжная практическая реализация обоих методов возможна только с помощью цифровой обработки сигналов.

Погрешность оценки разностной частоты может возникнуть как из-за влияния мешающих слагаемых сигнала на полезный сигнал, так и из-за паразитной частотной модуляции (ПЧМ), возникающей в результате попадания части мощности отражённых сигналов в резонансную систему микроволнового генератора. Такое проникнове-

*Рассматривается погрешность измерения расстояния, обусловленная влиянием паразитной частотной модуляции, вызванной воздействием на микроволновый генератор эхо-сигналов, отражённых от полезного и мешающих объектов, для дальномеров с измерением разностной частоты в частотной области. Приведены соотношения, позволяющие анализировать величину погрешности. Определены требования к выполнению фидерных устройств и параметрам весовой функции, позволяющие минимизировать погрешность.*

ние отражённого сигнала возможно вследствие конечной величины развязки, обеспечиваемой СВЧ трактом передатчика.

В [2] приведены результаты исследования влияния ПЧМ, вызванной эхо сигналами, на погрешность оценки разностной частоты методом ВУРЧ.

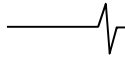
**Целью** данной работы является анализ влияния ПЧМ, вызванной эхо сигналами, на погрешность измерения расстояния до контролируемого объекта при спектральном методе обработки СРЧ, сравнение с методом ВУРЧ и разработка мер, обеспечивающих минимизацию погрешности, вызванной ПЧМ.

### Сигнал разностной частоты при наличии паразитной частотной модуляции

Пренебрегая обычно низким уровнем шума, запишем результирующий СРЧ на выходе смесителя [1]

$$u_p = \sum_{i=1}^M U_i \cos [\omega(t)t_{zi} - \varphi_i], \quad (1)$$

где  $\omega(t)$  закон изменения частоты зондирующего сигнала;  $M$  – количество эхо-сигналов.  $U_i$ ,  $t_{zi}$  и  $\varphi_i$  – со-



ответственно амплитуда, время задержки и фаза  $i$ -го отражённого сигнала.

Здесь и далее считаем, что индекс  $i=1$  связан с контролируемым объектом, а остальные – мешающие.

За счет влияния эхо-сигналов на резонансную частоту контура микроволнового генератора закон изменения частоты генерируемых колебаний отличается от заданного  $\omega_{зад}(t)$ , чаще всего линейного [2]:

$$\omega(t) = \omega_{зад}(t) + \sum_{i=1}^M \delta\omega_i(t) = \omega_{зад}(t) + \delta\omega(t), \quad (2)$$

где  $\delta\omega(t) = -\omega_{зад}(t)A \sum_{i=1}^M \Gamma_i \sin[t_{zi}\omega_{зад}(t) + \varphi_i]$  – искажение

закон частотной модуляции, вызванное влиянием отражённых сигналов;  $A$  – коэффициент, зависящий только от свойств генератора зондирующего сигнала и изменяющийся в промышленно выпускаемых приёмопередающих модулях (ППМ) в пределах  $10^{-6} \dots 10^{-4}$ ;

$\dot{\Gamma}_i = \sqrt{P_{прi}/P_{пер}} \exp(-j\varphi_i)$  – коэффициент отражения  $i$ -го отражателя, приведённый ко входу приёмника;  $P_{пер}$  – мощность генератора зондирующего сигнала;  $P_{прi}$  – мощность эхо сигнала от  $i$ -го отражателя, принятого антенной и прошедшего через развязывающие устройства.

Использование фильтрации СРЧ после смесителя позволяет оставить в (1) только первое слагаемое, связанное с контролируемым объектом. Однако при этом практически не изменяется глубина развязки между входом антенны и генератором и величина коэффициента  $A$ . Поэтому закон модуляции  $\omega(t)$  в (1) зависит от всех объектов в зондируемом пространстве и неоднородностей АВТ (2).

Рассмотрим ситуацию, когда производится зондирование отражателя с коэффициентом отражения  $\dot{\Gamma}_1$ , расположенного в свободном пространстве на расстоянии  $R_1$ . При этом в АВТ на электродинамическом расстоянии  $L_{эп}$  от микроволнового генератора имеется одиночная неоднородность с коэффициентом отражения  $\dot{\Gamma}_2$ , вызванная рассогласованием отдельных узлов (например, устройства герметизации АВТ), т.е. в (1) и (2)  $M = 2$ . Используем линейный закон изменения частоты  $\omega_{зад}(t) = \omega_0 + \Delta\omega t/T$  на интервале времени  $T$  с несущей частотой  $\omega_0$  и диапазоном перестройки частоты  $\Delta\omega$ . Тогда из (2) следует

$$\delta\omega(t_n) = -(\omega_0 + \Delta\omega t_n) \times \times A \{ \Gamma_1 \sin[\tau_1(\omega_0 + \Delta\omega t_n) + \varphi_1] + \Gamma_2 \sin[\tau_2(\omega_0 + \Delta\omega t_n) + \varphi_2] \}, \quad (3)$$

где  $t_n = t/T$ .

Найдём выражение для СРЧ, учитывающее возникновение ПЧМ, при условии  $|A\Gamma_i| \ll 1$ . Подставляя в (1) выражения (2) и (3), можно получить

$$u_p(t_n) \approx \Gamma_1 \{ \cos[2\pi x_1 t_n + 2\pi x_1 a - \varphi_1] + + \pi x_1 A \Gamma_2 a^{-1} \cos[2\pi(x_1 - x_2)t_n + 2\pi(x_1 - x_2)a - (\varphi_1 - \varphi_2)] -$$

$$- \pi x_1 A \Gamma_2 a^{-1} \cos[2\pi(x_1 + x_2)t_n + 2\pi(x_1 + x_2)a - (\varphi_1 + \varphi_2)] + + \pi x_1 A \Gamma_2 t_n \cos[2\pi(x_1 - x_2)t_n + 2\pi(x_1 - x_2)a - (\varphi_1 - \varphi_2)] - - \pi x_1 A \Gamma_2 t_n \cos[2\pi(x_1 + x_2)t_n + 2\pi(x_1 + x_2)a - (\varphi_1 + \varphi_2)] \},$$

где  $a = \Delta\omega/\omega_0$ ;  $x_i = \Delta\omega t_{zi}(2\pi)^{-1}$  – нормированные значения расстояний, и соответственно частот.

Модель (4) используем ниже для количественной оценки погрешности, вызванной ПЧМ.

### Оценка погрешности измерения расстояния на фоне ПЧМ

В спектральной области наиболее часто используют оценку разностной частоты, соответствующую частоте максимума спектральной плотности амплитуд  $|\dot{S}(x)|$  [1]:

$$|\dot{S}(x_R)| = \max_x \{ |\dot{S}(x)| \}, \quad (5)$$

$$\text{где } \dot{S}(x) = \int_{-0,5}^{0,5} w(t_n) u_p(t_n) \exp(-j2\pi x t_n) dt_n; \quad (6)$$

$w(t_n)$  – весовая функция (ВФ), симметричная относительно середины интервала интегрирования и равная нулю за пределами этого интервала;  $x_R$  – нормированная частота (расстояние), соответствующая максимуму спектральной плотности амплитуд.

В оценке (5) и в оценке методом ВУРЧ [2] погрешность зависит от вида ВФ. Аналогично [2] для анализа используем ВФ из [3, 4], сохранив использованные там обозначения, но представив их в виде

$$w_s(t, b_1, \dots, b_N) = \sum_{n=0}^N C_{sn}(b_1, \dots, b_N) \cos(2\pi n t), \quad (7)$$

$$w_c(t, b_1, \dots, b_N) = \frac{1}{K} \sum_{n=0}^N C_{cn}(b_1, \dots, b_N) \cos[\pi(2n+1)t], \quad (8)$$

с коэффициентами  $C_{s0}(b_1, \dots, b_N) = 1$ ;

$$C_{sn}(b_1, \dots, b_N) = (-1)^{n+1} \cdot \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq n}}^N \frac{k^2}{k^2 - n^2} \prod_{i=1}^N \left( 1 - \frac{n^2}{b_i^2} \right);$$

$$C_{c0}(b_1, \dots, b_N) = 1;$$

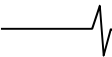
$$C_{cn}(b_1, \dots, b_N) =$$

$$= \frac{(-1)^{n+1}}{2n+1} \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq n}}^N \frac{k^2 + k}{k^2 + k - (n^2 + n)} \prod_{i=1}^N \left( 1 - \frac{n^2 + n}{b_i^2 - 0,25} \right);$$

$$K = \frac{1}{\pi} \left\{ 2 + \sum_{n=1}^N C_{cn}(b_1, \dots, b_N) \frac{\cos n \pi}{n + 0,5} \right\}.$$

В приведённой записи ВФ  $N$  – число слагаемых ВФ, параметры которых можно изменять для получения заданных свойств путём управления частотами нулей спектральной плотности амплитуд (СПА);  $b_i$  – нормированная частота на которой спектральная плотность амплитуды задаётся равной нулю.

Из [2] следует, что практический интерес представляет анализ значений погрешности при  $x_1 \gg 1$ , что позволяет не учитывать слагаемые из отрицательной области частот. Для анализа используем приближённое выражение для относительной погрешности



$\Delta(x_1) = x_{1\max} - x_1$  из [1], которое при введённых выше обозначениях и ограничениях можно представить в виде

$$\Delta(x_1, \varphi_1) \approx -(\operatorname{Re}[\dot{S}(x_1, \varphi_1)] \cdot p\{\operatorname{Re}[\dot{S}(x_1, \varphi_1)]\}) + \operatorname{Im}[\dot{S}(x_1, \varphi_1)] \cdot p\{\operatorname{Im}[\dot{S}(x_1, \varphi_1)]\} / Z(x_1, \varphi_1), \quad (9)$$

где  $\operatorname{Re}[\dot{S}(x_1, \varphi_1)]$ ,  $\operatorname{Im}[\dot{S}(x_1, \varphi_1)]$ ,  $p\{\operatorname{Re}[\dot{S}(x_1, \varphi_1)]\}$ ,  $p\{\operatorname{Im}[\dot{S}(x_1, \varphi_1)]\}$  – соответственно реальная и мнимая части спектра и их производные на нормированной частоте  $x = x_1$ .

Для модели СРЧ (4)  $\dot{S}(x_1, \varphi_1) = \dot{S}_s(x_1, x_2, \varphi_1, \varphi_2)$  или  $\dot{S}(x_1, \varphi_1) = \dot{S}_c(x_1, x_2, \varphi_1, \varphi_2)$  соответственно при использовании ВФ (7) или (8). Развёрнутые аналитические выражения составляющих формулы (9) для этого случая приведены в приложении.

Для количественной оценки погрешности, вызванной ПЧМ, были проведены численные расчёты по указанным формулам для различных вариантов соотношения параметров ВФ, расстояний до контролируемого объекта и неоднородности в АВТ. При расчётах принято: несущая частота дальномеров 10 ГГц; диапазон перестройки частоты при ЧМ 1000 МГц; использована ВФ (8) с  $N = 3$  и  $b_1 = 2$ ,  $b_2 = 2$ ,  $b_3 = 3$ ; коэффициент  $A = 10^{-4}$ ;  $\Gamma_1 = 1$  и два значения коэффициента отражения от неоднородности в АВТ:  $\Gamma_2 = 0$  и  $\Gamma_2 = 0,2$ .

Расчёты показывают, что при отсутствии неоднородности в АВТ ( $\Gamma_2 = 0$ ) зависимость погрешности от расстояния является быстро осциллирующей с периодом, равным половине средней длины волны зондирующего сигнала (рис. 1, сплошная линия), и медленно осциллирующей огибающей (на рис. 1, пунктирная линия), имеющей узлы (минимумы).

Огибающая погрешности (ОП)  $\Delta x_{\text{ог}}(x_1)$  получена как

$$\Delta x_{\text{ог}}(x_1) = \sqrt{[\Delta x(x_1, \varphi_1)]^2 + [\Delta x(x_1, \varphi_1 + \pi/2)]^2}. \quad (10)$$

ОП имеет большой основной лепесток и последовательность боковых лепестков. Общий вид погрешности и её огибающей для оценки разностной частоты спектральным методом и методом ВУРЧ [2] похожи по форме, но есть количественные отличия, которые будут описаны ниже.

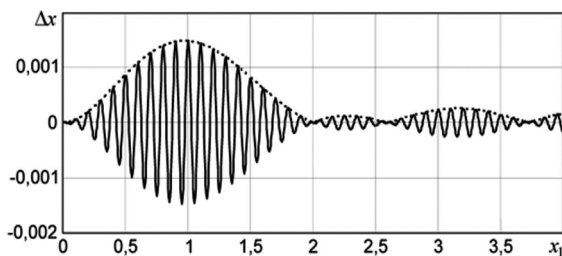


Рис. 1. Зависимость погрешности  $\Delta x$  от нормированного расстояния  $x_1$  до контролируемого объекта при отсутствии неоднородности в АВТ

Погрешность, вызванная ПЧМ, при зондировании только одиночного полезного объекта пренебрежимо мала даже в непосредственной близости от дальномеров и стремится к нулю при увеличении расстояния  $x_1$  из-за уменьшения мощности отражённого сигнала, проника-

ющего в генератор. Но при наличии дополнительных отражающих объектов в АВТ ситуация резко изменяется. Так же, как в методе ВУРЧ [2], с увеличением измеряемого расстояния на осциллирующую погрешность с уменьшающейся амплитудой осцилляций накладывается линейно нарастающая погрешность, вызванная влиянием неоднородности в АВТ. На рис. 2 приведены зависимости составляющей погрешности измерения расстояния до контролируемого объекта, вызванной ПЧМ, при наличии в АВТ неоднородности ( $\Gamma_2 = 0,2$ ), удалённой от генератора на расстояние 127,5 мм (жирная линия). Остальные параметры соответствуют рис.1. Перемещение этой неоднородности на четверть длины волны (до 135 мм – тонкая линия), или изменение фазы коэффициента отражения от неоднородности в АВТ на  $180^\circ$ , кардинально изменяет зависимость погрешности измерения, что показано на рис. 2 тонкой линией. Такое изменение фазы коэффициента отражения от неоднородности в АВТ возможно в результате изменений в окружающей среде, например из-за выпадения росы на узлах герметизации АВТ. Показанные линии являются предельными. Они охватывают всю область возможных значений погрешности, возникающей при других расстояниях до АВТ или значениях фазы коэффициента отражения. В результате возможное предельное изменение погрешности измерения расстояния до контролируемого объекта, удалённого на 30 м, составляет  $\pm 20$  мм, что недопустимо для большинства практических применений радиодальномеров.

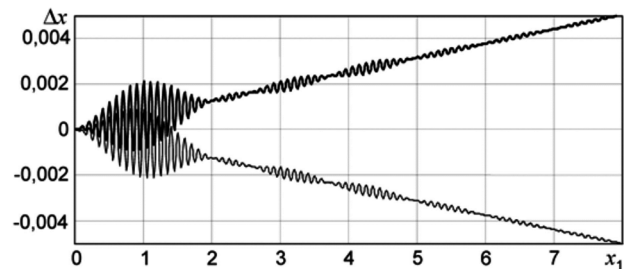


Рис. 2. Зависимость погрешности  $\Delta x$  от нормированного расстояния  $x_1$  при наличии неоднородности в АВТ

### Связь ОП, вызванной ПЧМ, со спектральными свойствами весовых функций

Свойства ОП, существенно влияющие на возможность снижения погрешности оценки частоты, связаны со спектральными свойствами ВФ (7), (8) и в основном аналогичны свойствам ОП при использовании весового усреднения разностной частоты [2], но с некоторыми отличиями.

1. ОП имеют периодическую и непериодическую последовательность глубоких стационарных и варьируемых минимумов погрешности. Частоты периодической последовательности минимумов погрешности соответствуют периодической последовательности максимумов боковых лепестков СПА применяемой ВФ. Непериодическая последовательность варьируемых минимумов погрешности связана сложной зависимостью с частотами задаваемых нулей  $b_1, \dots, b_N$  СПА ВФ. В общем случае положения стационарных минимумов ОП зависят от положения варьируемых нулей СПА и могут существенно изменяться вблизи своего среднего значе-



ния при изменении положения любого из варьируемых нулей СПА.

2. Для ВФ с  $N$  варьируемыми нулями СПА кроме стационарных минимумов ОП можно дополнительно выполнить формирование минимумов ОП на  $N$  частотах. В общем случае частоты минимумов ОП не совпадают с частотами задаваемых нулей СПА  $b_1, \dots, b_N$ . Однако совмещение двух и более нулей СПА на одной частоте позволяет получить достаточно глубокий минимум ОП на этой частоте.

3. Асимптотическая скорость уменьшения БЛ ОП, определяемая аналогично скорости уменьшения БЛ СПА [5], при использовании АВФ семейства  $w_s(t, b_1, \dots, b_N)$  составляет  $C_{sF} = -(6 + 12N_\infty)$  дБ/окт, а при использовании АВФ семейства  $w_c(t, b_1, \dots, b_N)$  –  $C_{cF} = -12N_\infty$  дБ/окт, где  $N_\infty$  – число нулей СПА, заданных на бесконечной частоте. Таким образом, при использовании одинаковой ВФ в спектральном методе асимптотическая скорость уменьшения БЛ ОП на 6 дБ/окт больше, чем в методе ВУРЧ. При одинаковой сформированной ширине основного лепестка ОП в обоих методах измерения расстояния платой за увеличение скорости уменьшения боковых лепестков ОП в спектральном методе является увеличение начального уровня боковых лепестков и расширение основного лепестка на любом уровне, превышающем сформированный минимум.

4. Уровень БЛ ОП однозначно зависит от распределения по частоте варьируемых нулей СПА и их кратности. Увеличение частоты одного из варьируемых нулей СПА приводит к снижению уровня всех лепестков ОП с большими частотами и росту всех боковых лепестков ОП с меньшими частотами. При этом увеличивается ширина основного лепестка ОП на любом уровне, отличном от нулевого. Причём положение нуля основного лепестка может быть задано двумя равными нулями СПА  $b_1 = b_2 \leq N + 1$  для ВФ (8) или  $b_1 = b_2 \leq N + 1,5$  для ВФ (9). Уменьшение частоты одного из варьируемых нулей приводит к противоположному эффекту.

5. Увеличение диапазона ЧМ приводит к пропорциональному снижению погрешности в максимумах основного и боковых лепестков ОП.

6. Возможно задание положений варьируемых нулей СПА двух семейств ВФ (7) и (8), при которых ОП совпадают для обоих рассмотренных методов оценки частоты.

Отметим, что расчёты по теоретической формуле (9) полностью количественно совпадают с результатами численного моделирования при одинаковых параметрах помех, ЧМ, ВФ, расстояний и свойствах ППМ.

На рис. 3. цифрой 1 на поле рисунка обозначена пара совпадающих графиков зависимости ОП от расстояния  $x_2$  до неоднородности в АВТ для спектральной оценки частоты (сплошная тонкая линия) с тремя заданными нулями СПА ВФ (7) на одной частоте  $b_1 = b_2 = b_3 = 2,2$  и для метода ВУРЧ (точечная линия) при использовании ВФ (8) с заданными двумя нулями СПА на той же нормированной частоте  $b_1 = b_2 = 2,2$  и одного нуля СПА на нормированной частоте  $b_3 = 3,32$ .

Расчёты по формулам (9) и (10) и моделирование проводились при относительном расстоянии до плоского отражателя в свободном пространстве  $x_1 = 200$  (30 м в абсолютных значениях). В расчётах использованы параметры ЧМ дальномера, соответствующие рис. 2.

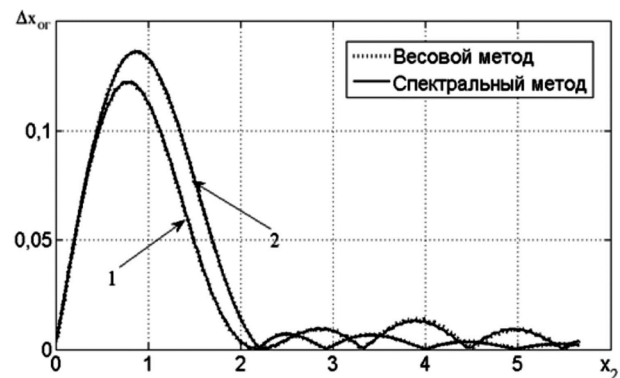


Рис. 3. ОП для двух скоростей уменьшения боковых лепестков и двух методов оценки частоты

В результате выбора параметров ВФ, которые дают для разных методов обработки СРЧ одинаковые скорости уменьшения боковых лепестков ОП (6 дБ/окт) и одинаковые положения минимумов, получаются полностью совпадающие ОП.

Такое же совпадение графиков, обозначенное на поле рисунка цифрой 2, получено при использовании для метода ВУРЧ ВФ (8) с параметрами  $b_1 = 2,2$ ,  $b_2 = 3,2$  и  $b_3 = 1000$  и для спектрального метода ВФ (7) с параметрами  $b_1 = b_2 = 2,2$  и  $b_3 = 3,6$ . При этом скорость уменьшения боковых лепестков ОП равна 12 дБ/окт.

Можно заметить, что за увеличение скорости снижения боковых лепестков ОП приходится платить сужением зоны первого минимума погрешности, некоторым увеличением уровня погрешности в основном лепестке и расширением основного лепестка.

Отметим также, что использование в обоих методах одинаковых ВФ приводит к меньшему уровню погрешности для метода ВУРЧ (примерно на 10 % – 20 %), но большему уровню боковых лепестков ОП.

### Минимизация погрешности оценки расстояния

Сходство перечисленных зависимостей погрешности при оценке частоты спектральным методом и методом ВУРЧ от вида и параметров ВФ и учёт перечисленных различий позволяют для обоих методов использовать достаточно простой способ снижения погрешности, порождённой влиянием отражения в АВТ, который заключается в общем случае в выборе такой ВФ, для которой положение минимума ОП равно нормированной длине однородного участка АВТ до узла герметизации [2]. В частности, для ВФ (7) и (8) соответствующее положение минимума ОП совпадает со значением нулей ВФ. При этом снижение соответствующей возможной составляющей погрешности достигает нескольких тысяч раз.

Такой способ снижения возможной погрешности практически используется в уровнемерах серии БАРС, выпускаемых Рязанским ООО предприятие «КОНТАКТ-1».

## Выводы

1. Получены теоретические зависимости относительной погрешности оценки расстояния от значения нормированного измеряемого расстояния, параметров ВФ и параметров ППМ.

2. Показано сходство влияния ПЧМ, вызванной эхо сигналами, на погрешность измерения расстояния до контролируемого объекта, при обработке СРЧ методом ВУРЧ и спектральным методом.

3. Доказана возможность получения одинаковых результатов для метода ВУРЧ и спектрального метода путём подбора параметров используемых ВФ.

4. Сформулирована возможность снижения погрешности оценки частоты, вызванной ПЧМ, в тысячи раз, выбором в рабочей программе обработки СРЧ ЧМ дальности значений параметров ВФ (7) или (8), совпадающих по величине с нормированным расстоянием до неоднородности в АВТ.

## Приложение

### Аналитические выражения составляющих формулы (9)

$$\begin{aligned} \dot{S}_s(x_1, x_2, \varphi_1, \varphi_2) = & \Gamma_1 \left\{ \frac{e^{j\varphi_1}}{2} \operatorname{sinc} \pi x_{01} L_{sN} x_{ns1} + \right. \\ & + \pi x_1 A \Gamma_2 \left[ a \frac{e^{j\varphi_2}}{2} \operatorname{sinc} \pi x_{11} L_{sN} x_{ns2} - \right. \\ & - a \frac{e^{j\varphi_3}}{2} \operatorname{sinc} \pi x_{12} L_{sN} x_{ns3} + \\ & + \frac{je^{j\varphi_2}}{4\pi} L_{sN} \left( \frac{x_{ns2}}{x_{11}} \cos \pi x_{11} - \frac{x_{ns4}}{\pi} \sin \pi x_{11} \right) - \\ & \left. \left. - \frac{je^{j\varphi_3}}{4\pi} L_{sN} \left( \frac{x_{ns3}}{x_{12}} \cos \pi x_{12} - \frac{x_{ns5}}{\pi} \sin \pi x_{12} \right) \right] \right\}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Phi_1 = & 2\pi[x_1 a - \varphi_1]; \quad \Phi_2 = 2\pi[(x_1 - x_2)a - (\varphi_1 - \varphi_2)]; \\ \Phi_3 = & 2\pi[(x_1 + x_2)a - (\varphi_1 + \varphi_2)]; \quad x_{01} = (x - x_1); \\ x_{11} = & (x - (x_1 - x_2)); \quad x_{12} = (x - (x_1 + x_2)); \\ x_{ns1} = & x_{01}^2 / (x_{01}^2 - n^2); \quad x_{ns2} = x_{11}^2 / (x_{11}^2 - n^2); \\ x_{ns3} = & x_{12}^2 / (x_{12}^2 - n^2); \quad x_{ns4} = (x_{11}^2 + n^2) / (x_{11}^2 - n^2); \\ x_{ns5} = & (x_{12}^2 + n^2) / (x_{12}^2 - n^2); \quad \varphi_1, \varphi_2 - \text{фазы коэффициента} \\ & \text{отражения полезного сигнала и помехи, соответ-} \end{aligned}$$

$$\text{ственно; } L_{sN} x_{nsi} = \sum_{n=0}^N C_{sn}(b_1, \dots, b_N) \cos(n\pi) x_{nsi};$$

$$L_{cN} x_{ncc} = \sum_{n=0}^N C_{cn}(b_1, \dots, b_N) \cos(n\pi) x_{ncc};$$

$$p\dot{S}_s(x) = \Gamma_1 \{ p\dot{S}_{s1}(x) + \pi x_1 A \Gamma_2 [ap\dot{S}_{s2}(x) - ap\dot{S}_{s3}(x) + p\dot{S}_{s4}(x) - p\dot{S}_{s5}(x)] \};$$

$$p\dot{S}_{s1}(x) = \frac{e^{j\varphi_1}}{2} L_{sN} \left\{ x_{ns1} \frac{\pi x_{01} \cos \pi x_{01} - \sin \pi x_{01}}{\pi x_{01}^2} + \operatorname{sinc} \pi x_{01} \frac{-2x_{01}n^2}{(x_{01}^2 - n^2)^2} \right\};$$

$$p\dot{S}_{s2}(x) = \frac{e^{j\varphi_2}}{2} L_{sN} \left\{ x_{ns2} \frac{\pi x_{11} \cos \pi x_{11} - \sin \pi x_{11}}{\pi x_{11}^2} + \operatorname{sinc} \pi x_{11} \frac{-2x_{11}n^2}{(x_{11}^2 - n^2)^2} \right\};$$

$$p\dot{S}_{s3}(x) = \frac{e^{j\varphi_3}}{2} L_{sN} \left\{ x_{ns3} \frac{\pi x_{12} \cos \pi x_{12} - \sin \pi x_{12}}{\pi x_{12}^2} + \operatorname{sinc} \pi x_{12} \frac{-2x_{12}n^2}{(x_{12}^2 - n^2)^2} \right\};$$

$$p\dot{S}_{s4}(x) = \frac{je^{j\varphi_2}}{4\pi} L_{sN} \times \left\{ - \frac{(x_{11}^2 + n^2) \cos \pi x_{11} + \pi x_{11} (x_{11}^2 - n^2) \sin \pi x_{11}}{(x_{11}^2 - n^2)^2} - \frac{\pi (x_{11}^4 - n^4) \cos \pi x_{11} - 2x_{11} (x_{11}^2 + 3n^2) \sin \pi x_{11}}{\pi (x_{11}^2 - n^2)^3} \right\};$$

$$p\dot{S}_{s5}(x) = \frac{je^{j\varphi_3}}{4\pi} L_{sN} \times \left\{ - \frac{(x_{12}^2 + n^2) \cos \pi x_{12} + \pi x_{12} (x_{12}^2 - n^2) \sin \pi x_{12}}{(x_{12}^2 - n^2)^2} - \frac{\pi (x_{12}^4 - n^4) \cos \pi x_{12} - 2x_{12} (x_{12}^2 + 3n^2) \sin \pi x_{12}}{\pi (x_{12}^2 - n^2)^3} \right\};$$

$$Z_s(x) = \frac{1}{4} \left[ \frac{-\pi^2}{3} + \sum_{n=1}^N C_{sn}(b_1, b_2, \dots, b_N) \cos n\pi \frac{-2}{n^2} \right];$$

$$\begin{aligned} \dot{S}_c(x_1, x_2, \varphi_1, \varphi_2) = & \Gamma_1 \left\{ \frac{-e^{j\varphi_1}}{2\pi K} \cos \pi x_{01} L_{cN} x_{nc1} + \right. \\ & + \pi x_1 A \Gamma_2 \left[ a \frac{-e^{j\varphi_2}}{2\pi K} \cos \pi x_{11} L_{cN} x_{nc2} - \right. \\ & - a \frac{-e^{j\varphi_3}}{2\pi K} \cos \pi x_{12} L_{cN} x_{nc3} + \\ & + \frac{je^{j\varphi_2}}{2\pi K} L_{cN} \left( \frac{x_{nc2}}{2} \sin \pi x_{11} + \frac{x_{nc2}}{\pi} x_{11} \cos \pi x_{11} \right) - \\ & \left. \left. - \frac{je^{j\varphi_3}}{2\pi K} L_{cN} \left( \frac{x_{nc3}}{2} \sin \pi x_{12} + \frac{x_{nc3}}{\pi} x_{12} \cos \pi x_{12} \right) \right] \right\}; \end{aligned}$$

$$x_{nc1} = (n + 0,5) / [x_{01}^2 - (n + 0,5)^2];$$

$$x_{nc2} = (n + 0,5) / [x_{11}^2 - (n + 0,5)^2];$$

$$x_{nc3} = (n + 0,5) / [x_{12}^2 - (n + 0,5)^2];$$

$$L_{sN}(x_{nsi}) = \sum_{n=0}^N C_{sn}(b_1, \dots, b_N) \cos(n\pi) x_{nsi} \text{ и}$$

$$L_{cN}(x_{ncc}) = \sum_{n=0}^N C_{cn}(b_1, \dots, b_N) \cos(n\pi) x_{ncc};$$

$$p\dot{S}_c(x) = \Gamma_1 \{ p\dot{S}_{c1}(x) + \pi x_1 A \Gamma_2 [ap\dot{S}_{c2}(x) - ap\dot{S}_{c3}(x) + p\dot{S}_{c4}(x) - p\dot{S}_{c5}(x)] \};$$

$$p\dot{S}_{c1}(x) = \frac{e^{j\varphi_1}}{2\pi K} L_{cN} m \frac{\pi [x_{01}^2 - m^2] \sin \pi x_{01} + 2x_{01} \cos \pi x_{01}}{[x_{01}^2 - m^2]^2};$$

$$p\dot{S}_{c2}(x) = \frac{e^{j\Phi_2}}{2\pi K} L_{cN} \left\{ m \frac{\pi[x_{11}^2 - m^2] \sin \pi x_{11} + 2x_{11} \cos \pi x_{11}}{[x_{11}^2 - m^2]^2} \right\};$$

$$p\dot{S}_{c3}(x) = \frac{e^{j\Phi_3}}{2\pi K} L_{cN} \left\{ m \frac{\pi[x_{12}^2 - m^2] \sin \pi x_{12} + 2x_{12} \cos \pi x_{12}}{[x_{12}^2 - m^2]^2} \right\};$$

$$p\dot{S}_{c4}(x) = \frac{e^{j\Phi_4}}{2\pi K} \left\{ \frac{1}{2} L_{cN} \left\{ m \frac{\pi[x_{11}^2 - m^2] \cos \pi x_{11} - 2x_{11} \sin \pi x_{11}}{[x_{11}^2 - m^2]^2} \right\} + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{\pi} L_{cN} \left\{ m \frac{-[3x_{11}^2 + m^2] \cos \pi x_{11} - \pi x_{11} [x_{11}^2 - m^2] \sin \pi x_{11}}{[x_{11}^2 - m^2]^3} \right\} \right\};$$

$$p\dot{S}_{c5}(x) = \frac{e^{j\Phi_5}}{2\pi K} \left\{ \frac{1}{2} L_{cN} \left\{ m \frac{\pi[x_{12}^2 - m^2] \cos \pi x_{12} - 2x_{12} \sin \pi x_{12}}{[x_{12}^2 - m^2]^2} \right\} + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{\pi} L_{cN} \left\{ m \frac{-[3x_{12}^2 + m^2] \cos \pi x_{12} - \pi x_{12} [x_{12}^2 - m^2] \sin \pi x_{12}}{[x_{12}^2 - m^2]^3} \right\} \right\};$$

$$m = n + 0,5;$$

$$Z_c(x) = \frac{-1}{4\pi K} \sum_{n=0}^N C_{cn}(b_1, b_2, \dots, b_N) \cos n\pi \frac{\pi^2 m^2 - 2}{m^3}.$$

## Литература

1. Атаянц Б.А., Давыдочкин В.М., Езерский В.В., Паршин В.С., Смольский С.М. Прецизионные системы ближней частотной радиолокации промышленного применения. М.: Радиотехника. 2012. 512 с.
2. Давыдочкин В.М., Давыдочкина С.В., Езерский В.В. Минимизация влияния паразитной частотной модуляции, вызванной эхо сигналами, в частотных дальномерех ближнего действия с весовым усреднением разностной частоты // Радиотехника. 2017. № 5. С. 11-20.
3. Давыдочкина С.В. Весовые функции для адаптивного гармонического анализа финитных колебательных процессов // Сборник научных трудов профессорско-преподавательского состава Рязанского государственного агротехнологического университета им. П.А. Костычева. Рязань, 2008. С. 78-81.
4. Давыдочкин В.М., Давыдочкина С.В. Весовые функции для адаптивного гармонического анализа сигналов с многомодовым спектром // Цифровая обработка сигналов. 2008. № 4. С. 44-48.
5. Хэррис Ф.Дж. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье. // ТИИР. 1978. Т. 66, №1. С. 60-96.

## НОВЫЕ КНИГИ

### Брюханов Ю.А. Цифровые цепи и сигналы

Учебное пособие – М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 3-изд. перераб. и доп., 2017 г. – 160 с.: ил.

Приведен математический аппарат для анализа сигналов и цепей дискретного времени. Изложены спектральная теория периодических и непериодических цифровых сигналов, теория цепей дискретного времени. Подробно рассмотрены частотные свойства и временные характеристики базовых нерекурсивных и рекурсивных линейных цепей (цифровых фильтров) первого и второго порядков. Изложены методы изменения частоты дискретизации цифровых сигналов: децимация и интерполяция, а также способы их реализации. Уделено внимание теории случайных сигналов и процессов дискретного времени, протекающих в цифровых цепях. Рассмотрены эффекты квантования в цифровых сигналах и цепях.

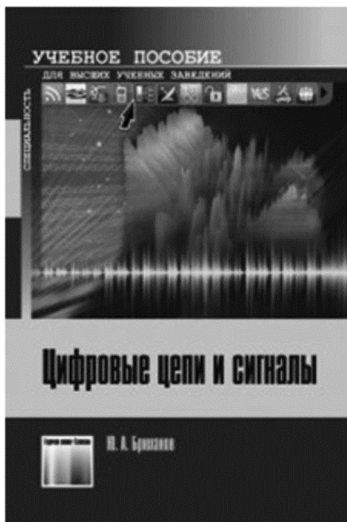
Для студентов вузов, обучающихся по направлению подготовки «Радиофизика», «Радиотехника» и «Информационные технологии и системы связи».

### Афанасьев А.А., Рыболовлев А.А., Рыжков А.П. Цифровая обработка сигналов

Учебное пособие для вузов – М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2017 г. – 356 с.: ил.

Изложены базовые теоретические и практические вопросы в области анализа, синтеза и экспериментального исследования систем цифровой обработки сигналов (ЦОС). Приведены основные методы расчета характеристик устройств ЦОС, показаны особенности их анализа в различных условиях функционирования, даны основные подходы к синтезу систем ЦОС, рассмотрены основные происходящие в них физические процессы. Изложенные теоретические сведения сопровождаются практическими примерами решения прикладных задач.

Для студентов вузов, обучающихся по укрупненной группе направлений подготовки 11.00.00 – «Электроника, радиотехника и системы связи».



## АЛГОРИТМ ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ ИЗОБРАЖЕНИЙ ОБЪЕКТОВ ПО ДАННЫМ РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ НАБЛЮДЕНИЙ

*Клочко В.К., д.т.н., профессор Рязанского государственного радиотехнического университета (РГРТУ), e-mail: klochkovk@mail.ru;*

*Гудков С.М., аспирант РГРТУ, e-mail: s.m.gudkov@yandex.ru.*

### ALGORITHM OF OBJECTS IMAGES PARAMETERS ESTIMATION ACCORDING TO RADIOMETRIC OBSERVATIONS

*Klochko V.K., Gudkov S.M.*

*The algorithm of segments parameters estimation of several objects images changing in the sequence of the review cycles of the scanning radiometer is offered. The algorithm is based on preliminary segmentation of the radio thermal image matrixes of the review zone in each review cycle with the subsequent classification of segments parameters vectors by accessory to objects and parameters estimation taking into account timepoints of segments formation. The trajectory parameters estimates, based on segments movement model, allow to realize attending of objects. The results of computer simulation confirming operability of an algorithm are given.*

**Key words:** radiometer, radio thermal images, segmentation, classification, model of movement, parameters estimations, trajectory processing.

**Ключевые слова:** радиометр, радиотепловые изображения, сегментация, классификация, модель движения, оценки параметров, траекторная обработка.

#### Введение

В пассивных системах радиовидения миллиметрового диапазона длин волн возникает необходимость обнаружения объектов и определения траекторий их движения в реальном времени [1] по данным радиометрических наблюдений. В системах активной радиолокации задача обнаружения траекторий движения воздушных объектов хорошо известна и предложены различные методы ее решения, например [2 – 4]. Подобная задача возникает и при наблюдении наземных объектов с помощью пассивной радиометрической системы. Особенность такой системы заключается в механическом сканировании антенной радиометра зоны обзора по азимуту и углу места, что занимает определенное время. Моменты времени образования сегментов изображений объектов в одном цикле обзора различаются. В последовательности циклов обзора изображения объектов и их взаимное пространственное положение меняются, что требует использования соответствующих моделей движения с учетом моментов времени образования сегментов.

Цель работы – разработка алгоритма оценивания параметров меняющихся сегментов изображений нескольких объектов в последовательности циклов обзора сканирующей радиометрической системы с учетом моментов времени образования сегментов.

#### Постановка задачи

В последовательности  $i$ -х циклов обзора радиометра ( $i = \overline{1, n}$ ) наблюдаются множества  $j$ -х векторов оценок параметров сегментов изображений  $m$  объектов

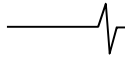
*Предложен алгоритм оценивания параметров сегментов меняющихся изображений нескольких объектов в последовательности циклов обзора сканирующего радиометра. Алгоритм основан на предварительной сегментации матриц радиотеплового изображения зоны обзора в каждом цикле обзора с последующей классификацией векторов параметров сегментов по принадлежности объектам и оценкой параметров с учетом моментов времени образования сегментов. Оценки траекторных параметров, основанные на модели движения сегментов, позволяют осуществлять сопровождение объектов. Приводятся результаты компьютерного моделирования, подтверждающие работоспособность алгоритма.*

$Y_{ij} = (t_{ij}, y_k(i, j), k = \overline{1, L}), j = \overline{1, m_i}, i = \overline{1, n}$ , где  $m_i$  – количество векторов, найденных в  $i$ -м цикле обзора в результате сегментации матрицы изображения [4, 5]. В составе векторов присутствуют:  $t_{i,j}$  – моменты времени формирования векторов;  $y_1, y_2$  – оценки координат центров сегментов;  $x_k, k = \overline{3, L}$  – оценки других параметров (амплитуда, площадь в количестве пикселей изображения и др.).

Наблюдаемые оценки параметров  $y_k(i, j_\rho), i = \overline{1, n}, k = \overline{1, L}$ , отнесенные к  $\rho$ -му объекту, связаны с ненаблюдаемыми векторами состояния  $X_k(i, j_\rho)$   $k$ -х параметров  $\rho$ -го объекта моделью измерения вида [4]:

$$y_k(i, j_\rho) = H^\tau X_k(i, j_\rho) + \xi_k(i, j_\rho), k = \overline{1, L}, i = \overline{1, n}, \quad (1)$$

где  $H^\tau = (1, 0)$ ;  $\tau$  – символ транспонирования;  $X_k(i, j_\rho) = (x_k(i, j_\rho), x'_k(i, j_\rho))^\tau$  – вектор состояния  $k$ -го параметра  $j$ -го вектора, принадлежащего  $\rho$ -му объекту, в  $i$ -м цикле обзора, включающий  $k$ -й параметр  $x_k(i, j_\rho)$  и скорость его изменения  $x'_k(i, j_\rho)$  в момент времени  $t_{i,j_\rho}$ ;  $\xi_k(i, j_\rho)$  – некоррелированные нормальные ошибки



оценивания:  $\xi_k(i, j_\rho) \in N(0, R_k), \forall k$ , с известными дисперсиями  $R_k$ .

Последовательность векторов состояния  $X_k(i, j_\rho), i = \overline{1, n}$ , удовлетворяет стохастическому разностному уравнению вида [4]:

$$X_k(i, j_\rho) = F_k(i, j_\rho)X_k(i-1, j_\rho) + W_k(i, j_\rho),$$

$$i = \overline{2, n}, k = \overline{1, L}, \quad (2)$$

где  $F_k(i, j_\rho)$  – известная матрица перехода:

$$F_k(i, j_\rho) = \begin{pmatrix} 1 & t_{i, j_\rho} - t_{i-1, j_\rho} \\ 0 & 1 \end{pmatrix},$$

$$k = \overline{1, 2}, F_k(i, j_\rho) = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, k = \overline{3, L}, \quad (3)$$

$W_k(i, j_\rho) = (w_k(i, j_\rho), w'_k(i, j_\rho))^T$  – случайный вектор, описывающий непредвиденное изменение  $k$ -го вектора состояния на промежутке времени  $[t_{i-1, j_\rho}, t_{i, j_\rho}]$ , с гауссовой статистикой:  $W_k(i, j_\rho) \in N(0, Q_k)$ ,  $Q_k$  – ковариационная матрица, которую примем диагональной. Статистику начального вектора  $X_k(1, j_\rho)$  полагаем известной и гауссовой:  $X_k(1, j_\rho) \in N(\bar{X}_k(1, j_\rho), P_k)$  с известным средним  $\bar{X}_k(1, j_\rho)$  и ковариационной матрицей  $P_k$ , которую также примем диагональной.

Задача заключается в выделении из множеств векторов оценок  $Y_{i, j}, j = \overline{1, m_i}, i = \overline{1, n}$ ,  $\rho$ -х наиболее правдоподобных последовательностей векторов ( $\rho = \overline{1, m}$ ), принадлежащих  $m$  объектам, с оцениванием параметров, подчиненных моделям (1) – (3).

Для решения данной задачи воспользуемся известными калмановскими оценками параметров  $\hat{X}_k(i, j_\rho)$  векторов  $X_k(i, j_\rho)$ , например [6], вычисляемыми в последовательности  $i$ -х периодов обзора при формировании  $\rho$ -х последовательностей векторов согласно следующему алгоритму классификации и оценивания параметров.

1. В первом цикле обзора после формирования векторов оценок параметров  $Y_{1, j}, j = \overline{1, m_1}$ , устанавливаются начальные значения векторов оценок параметров  $\hat{X}_k(1, j)$  с запоминанием моментов времени  $t_{1, j}$  в массиве  $T(1, j) = t_{1, j}, j = \overline{1, m_1}$ . Устанавливаются начальные значения показателей  $I(j) = 0$  предполагаемых  $j$ -х последовательностей, а также начальные значения матрицы  $P_k(1, j) = ((P_k^{-1} + HR_k^{-1}H^T)^{-1}), k = \overline{1, L}, j = \overline{1, m_1}$ . Номера начальных векторов, отнесенных к  $j$ -м последовательностям, запоминаются в массиве  $J(1, j) = j, j = \overline{1, M_1}, M_1 = m_1, M_1$  – количество начальных последовательностей.

2. В последующих  $i$ -х циклах обзора ( $i = \overline{2, n}$ ) выполняется следующее.

2.1. Рассматриваются  $g$ -е последовательности, сформированные в предыдущем  $(i-1)$ -м цикле ( $g = \overline{1, M_{i-1}}$ ). Каждой  $g$ -й последовательности ставятся в соответствие векторы  $Y_{i, j}, j = \overline{1, m_i}$ , полученные в текущем  $i$ -м цикле. Для каждого  $j$ -го вектора  $Y_{i, j}$  вычисляется матрица перехода (3) для координат центра ( $k = \overline{1, 2}$ ), где  $t_{i-1, g}$  берется из массива  $T(i-1, g)$ :

$$F(i, j) = \begin{pmatrix} 1 & t_{i, j} - t_{i-1, g} \\ 0 & 1 \end{pmatrix},$$

а для остальных параметров ( $k = \overline{3, L}$ ) используется одномерная модель.

Вычисляются ковариационные матрицы ошибок экстраполяции

$$Q_{k, j} = F_k(i, j)P_k(i-1, g)F_k^T(i, j) + Q_k,$$

а также дисперсии ошибок экстраполяции и измерения  $k$ -х параметров на момент времени  $t_{i, j}$ :  $D_{k, j} = H^T Q_{k, j} H + R_k$ .

С помощью дисперсий  $D_{k, j}$  строятся доверительные интервалы по правилу «бета-сигма» для нормальных случайных величин:

$$(x_{k, j}^\ominus - \beta \sqrt{D_{k, j}}, x_{k, j}^\ominus + \beta \sqrt{D_{k, j}}), k = \overline{1, L}, \quad (4)$$

где  $x_{k, j}^\ominus = \hat{x}_k(i-1, g) + x'_k(i-1, g)(t_{i, j} - t_{i-1, g}), k = \overline{1, 2}$ , и  $x_{k, j}^\ominus = \hat{x}_k(i-1, g), k = \overline{3, L}$  – экстраполированные значения  $k$ -х параметров на момент времени  $t_{i, j}$ ; параметр  $\beta$  выбирается по правилу «бета-сигма», например  $\beta = 3$ .

2.2. Оценки параметров  $y_k(i, j), k = \overline{1, L}$ , вектора  $Y_{i, j}$  проверяются на попадание в доверительные интервалы. Если выполняется условие:

$$y_k(i, j) \in (x_{k, j}^\ominus - \beta \sqrt{D_{k, j}}, x_{k, j}^\ominus + \beta \sqrt{D_{k, j}}), \forall k = \overline{1, L},$$

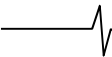
то  $g$ -я последовательность получает подтверждение с  $Y_{i, j}$  и новой нумерацией  $\rho = \overline{1, M_i}$ , где  $M_i$  – количество перспективных последовательностей, сформированных в  $i$ -м цикле. При этом номера  $j$ -х векторов, отнесенных к  $\rho$ -м последовательностям, и соответствующие им моменты времени запоминаются в массивах  $J(i, \rho) = j$  и  $T(i, \rho) = t_{i, j}, \rho = \overline{1, M_i}$ . Для каждой  $\rho$ -й подтвержденной последовательности вычисляются и запоминаются в новой  $\rho$ -й нумерации векторы оценок:

$$\hat{X}_k(i, \rho) = F_k(i, j)\hat{X}_k(i-1, g) + B_{k, j}(y_k(i, j) - x_{k, j}^\ominus),$$

$$k = \overline{1, L},$$

где  $B_{k, j} = Q_{k, j} H D_{k, j}^{-1}$ .

Вычисляется показатель правдоподобия  $\rho$ -й последовательности как суммарный нормированный квадрат отклонений наблюдений относительно их экстраполированных значений:



$$I(i, \rho) = I(i-1, g) + \sum_{k=1}^L D_{i,j}^{-1} (y_k(i, j) - x_{k,j}^2)^2$$

и матрица  $P_k(i, \rho) = (Q_{k,j}^{-1} + HR_k^{-1}H^T)^{-1}$ ,  $\rho = \overline{1, M_i}$ .

3. После выполнения операций п. 2 в последнем  $n$ -м цикле (он может быть и текущим циклом) среди  $M_n$  последовательностей выделяются  $m$  последовательностей, которые характеризуются наименьшими значениями показателей  $I(n, \rho_j)$ ,  $j = \overline{1, m}$ , и не имеют общих отметок в массиве  $J(i, \rho)$ ,  $i = \overline{1, n}$ ,  $\rho = \overline{1, M_n}$ . Сперва выделяется номер  $\rho_1$  последовательности с наименьшим показателем  $I(n, \rho_1)$ , этот номер исключается из дальнейшего рассмотрения в массивах  $I(n, \rho)$  и  $J(i, \rho)$ ,  $i = \overline{1, n}$ ,  $\rho = \overline{1, M_n}$ . Затем выделяется номер  $\rho_2$  и т.д. Допускается возможность выделения последовательностей с допустимым количеством  $\pi$  (например,  $\pi = 1$  или 2) общих векторов ( $j$ -х номеров).

4. Выходом алгоритма являются векторы оценок параметров изображений объектов  $\hat{X}_k(n, \rho_j)$ ,  $k = \overline{1, L}$ ,  $j = \overline{1, m}$ , причем первые два вектора ( $k = \overline{1, 2}$ ) передаются далее на алгоритм сопровождения  $m$  объектов.

5. Возможно усложнение алгоритма по аналогии с известными алгоритмами траекторной обработки нескольких движущихся объектов [2 – 4]. Это учет возможного выхода объектов из поля видимости и появления новых объектов.

**Замечание.** Вместо доверительного интервала в п. 2.2 можно использовать более мягкое правило – сравнивать значение показателя правдоподобия, вычисленного для вектора  $Y_{i,j}$ , с порогом, установленным как квантиль хи-квадрат распределения [4]. Возможен также упрощающий вариант алгоритма – привязка к  $g$ -й последовательности одного вектора  $Y_{i,j}$ , прошедшего доверительный интервал, с наименьшим значением показателя.

## Результаты моделирования

Моделирование осуществлялось наблюдением  $m = 3$  радиотепловых изображений объектов с разными температурами (амплитудами), движущихся в последовательности  $n = 10$  циклов обзора. Размер зоны обзора по азимуту и углу места составлял  $30^\circ \times 30^\circ$ . Центры объектов менялись в соответствии с уравнением движения (2) с пересечением своих траекторий. При классификации векторов учитывались три параметра сегментов: координаты центра и амплитуды. Время одного цикла обзора занимало 5 мин.

В таблице в зависимости от среднеквадратического отклонения (СКО) ошибок оценивания координат центра и амплитуд представлены:  $d_{cp}$  – среднее значение удаления  $d$  оценок центра объектов (по евклидову расстоянию в долях градуса), полученных в последнем цикле

обзора, относительно моделируемых центров;  $\sigma[d]$  – оценка СКО случайной величины  $d$ ;  $P_{об}$  – оценка вероятности обнаружения всех  $m$  объектов. Данные получены с применением двух алгоритмов. Алгоритм 1 соответствует представленному выше описанию, он основан на рассмотрении всех продолжений последовательностей векторов, удовлетворяющих доверительным интервалам (4), что приводит к разветвлению последовательностей. Алгоритм 2 основан на привязке к каждой ранее образованной последовательности одного вектора, прошедшего доверительный интервал, с наименьшим значением показателя. Из-за отсутствия разветвления быстрое действие алгоритма 2 на порядок выше, чем алгоритма 1.

Таблица – Результаты моделирования

	Алгоритм 1			Алгоритм 2		
	0,1	0,3	0,5	0,1	0,3	0,5
СКО	0,12	0,32	0,51	0,17	0,38	0,53
$d_{cp}$	0,06	0,18	0,28	0,11	0,19	0,31
$\sigma[d]$	1	1	1	1	1	0,9

## Заключение

Предложен алгоритм траекторной обработки при наблюдении сегментов изображений объектов в последовательности циклов обзора сканирующего радиометра. Алгоритм позволяет определить параметры меняющихся во времени изображений объектов и в частности параметры траекторий движения объектов, вычисляемые с учетом моментов времени образования сегментов. Алгоритм может найти применение в существующих сканирующих радиометрических системах дистанционного зондирования объектов земной поверхности.

## Литература

1. Пассивная радиолокация: методы обнаружения объектов / Под ред. Р.П. Быстрова и А.В. Соколова. М.: Радиотехника, 2008. 320 с.
2. Кузьмин С.З. Основы проектирования систем цифровой обработки радиолокационной информации. М.: Радио и связь, 1986. 352 с.
3. Фарина А., Студер Ф. Цифровая обработка радиолокационной информации. Сопровождение целей: пер. с англ. / Под ред. А.Н. Юрьева, А.М. Бочкарева. М.: Радио и связь, 1993. 319 с.
4. Математические методы восстановления и обработки изображений в радиотеплооптоэлектронных системах / В.К. Ключко. Рязань: РГРТУ, 2009. 228 с.
5. Методы автоматического обнаружения и сопровождения объектов. Обработка изображений и управление / Б.А. Алпатов, П.В. Бабаян, О.Е. Балашов, А.И. Степашкин. М.: Радиотехника, 2008. 176 с.
6. Сейдж Э., Мелс Дж. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении / Пер. с англ. под ред. Б.Р. Левина. М.: Связь, 1976. 496 с.

УДК 528.8

## ОБРАБОТКА БОРТОВОЙ НАВИГАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ ДЛЯ ВЫСОКОТОЧНОЙ ОПЕРАТИВНОЙ КОРРЕКЦИИ КОСМИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

*Егошкин Н.А., к.т.н., в.н.с. НИИ «Фотон» РГРТУ, e-mail: foton@rsreu.ru.*

### PROCESSING SATELLITE NAVIGATION INFORMATION FOR HIGH-SPEED OPERATIONAL CORRECTION OF REMOTE SENSING IMAGES

*Egoshkin N.A.*

*The problem of information processing from satellite navigation devices for high-precision determination of its linear and angular motion is considered at the operational ground-based geometric correction of space images. The optimal combination of data from duplicated instruments is performed and the angular dynamics are corrected using the angular velocity sensor. To clarify the position and speed of the satellite, dynamic filtering based on perturbed orbit models is used. The orbits of GLONASS navigation satellites are also promptly specified. Optimization of filtering parameters and accuracy estimation are performed with a delay in the non-operative high-precision solution. The proposed approaches have been tested on the basis of data from the Resurs-P spacecraft No. 3.*

**Key words:** satellite, navigation, disturbed orbit, dynamic filtration, angles of orientation, spatial position.

**Ключевые слова:** спутник, навигация, возмущенная орбита, динамическая фильтрация, углы ориентации, пространственное положение.

#### Введение

Для обработки изображений от систем дистанционного зондирования земли (ДЗЗ) необходимо для каждого момента времени съёмки с достаточной точностью знать пространственное положение и угловую ориентацию спутника. На спутнике установлено навигационное оборудование (приёмники ГЛОНАСС/GPS, звездные датчики), которое формирует исходную навигационную измерительную информацию (ИИ). Эта информация обрабатывается на борту для решения задач управления движением, планирования и организации съёмки. Также измерительная информация и/или результаты её бортовой обработки передаются на землю для использования при геометрических преобразованиях изображений.

Положения и ориентации космического аппарата (КА) всегда измеряется с погрешностями, которые часто ограничивают качество обработки изображений на Земле [1]. Поэтому актуальна задача повышения точности этих данных путем соответствующей обработки. При бортовой обработке ИИ качество ограничено относительно скромными вычислительными ресурсами борта и необходимостью решения навигационной задачи в реальном времени. Также бортовые алгоритмы сложнее обновлять и настраивать. В [2] предложена концепция максимального полного сбора ИИ от навигационных приборов на борту и передачи её на землю для последующей обработки. Эта концепция реализована в спутниках «Ресурс-П» № 1-№ 3 и ряде других.

Возникает задача оптимальной обработки ИИ на земле для получения максимально точных сведений о положении и ориентации спутника. Эта обработка должна

*Рассмотрена задача обработки информации от навигационных приборов спутника для высокоточного определения его линейного и углового движения при оперативной наземной геометрической коррекции космических изображений. Выполняется оптимальное объединение данных от дублирующих приборов и уточнение динамики углов с использованием датчика угловой скорости. Для уточнения положения и скорости спутника используется динамическая фильтрация на основе моделей возмущенной орбиты. Оперативно уточняются орбиты навигационных спутников ГЛОНАСС. Оптимизация параметров фильтрации и оценка точности выполняются с задержкой по не оперативному высокоточному решению. Предложенные подходы апробированы на данных от КА «Ресурс-П» № 3, достигнута субметровая точность определения пространственных координат.*

выполняться с достаточной степенью оперативности, соответствуя скорости геометрической коррекции космических изображений. Учитывая значительные объемы последних, обработка в жестком реальном времени обычно не требуется, но максимальная задержка нормирована. Например, наивысшая точность измерения координат КА (сантиметры) достигается при пост-обработке фазовых радионавигационных измерений [3, 4]. Однако такое решение не удовлетворительно по оперативности, а также требует организации регулярной доставки дополнительной информации с серверов ГЛОНАСС. Если потребителей изображений устраивает меньшая точность знания пространственного положения, то возможно применение более оперативных подходов. Для их обоснованного выбора необходимы оценка и контроль реальной точности исходной и обработанной ИИ.

Ниже с общих позиций рассматривается задача получения максимально качественных оценок положения и ориентации спутника за счет обработки ИИ на земле. При этом отдельно акцентируются вопросы оценивания точности, оперативности и требования к дополнительной внешней информации.

## Использование избыточности по числу измерений

Первый путь увеличения точности – совместная обработка данных от нескольких однотипных навигационных приборов. Такие приборы обычно отличаются параметрами установки, чтобы при вариациях положения и ориентации КА хотя бы один прибор оказался работоспособным. Тем не менее, информация частично существенно дублируется.

Пусть эпоха фиксирована. Обозначим  $\mathbf{I}_p$  вектор измерения  $p$ -прибора. Полагая, что ошибки измерений достаточно малы, запишем модель измерений в виде:

$$\mathbf{I}_p = \mathbf{U}_p \Theta + \mathbf{Z}_p + \mathbf{W}_p \mathbf{e}_p, \quad \mathbf{K}_p = \text{cov}[\mathbf{e}_p], \quad (1)$$

где  $\Theta$  – «истинное» значение измеряемой величины;  $\mathbf{U}_p$  – линейный оператор измерения,  $\mathbf{Z}_p$  – аддитивная составляющая оператора измерения;  $\mathbf{W}_p$  – ортогональный оператор,  $\mathbf{e}_p$  – случайная величина с нулевым средним и диагональной матрицей ковариации  $\mathbf{K}_p$ .

Линейное описание (1) адекватно для разнообразной бортовой аппаратуры:

А) Для датчиков угловой скорости (ДУС)  $\Theta$  – вектор скоростей,  $\mathbf{U}_p$  – матрица установки ДУС,  $\mathbf{Z}_p$  – смещение нуля. В идеале матрица  $\mathbf{U}_p$  – ортогональная, но может потребоваться рассмотреть более широкий класс матриц. При отсутствии дополнительной информации об ошибках измерений можно считать,  $\mathbf{K}_p = \mathbf{E}$ ,  $\mathbf{W}_p = \mathbf{O}$ , где  $\mathbf{E}$  – единичная матрица,  $\mathbf{O}$  – тождественный оператор.

Б) Для звездных датчиков  $\Theta$  – кватернион параметризации вращений Родрига – Гамильтона,  $\mathbf{Z}_p = \mathbf{0}$ ,  $\mathbf{U}_p \Theta = \Theta \cdot \mathbf{u}_p$ , где  $\Theta \cdot \mathbf{u}_p$  – произведение кватернионов с нормами  $\|\Theta\| = \|\mathbf{u}_p\| = 1$ ;  $\mathbf{u}_p$  – установочный кватернион датчика  $p$ . Для шума  $\mathbf{W}_p = \mathbf{I}_p$ , и диагональная матрица  $\mathbf{K}_p = \text{diag}(\beta, 1, 1, \alpha)$ , где  $\alpha > 1$  описывает большую ошибку звездного датчика в направлении оси  $z$  по сравнению с осями  $x, y$ . Параметр  $\beta$  описывает «шум» нормы кватерниона: вообще  $\|\mathbf{I}_p\| = 1$ , но из-за эффектов квантования ИИ это равенство может нарушаться.

В) Для измерений координат  $\Theta$  центра масс (ЦМ) КА в гринвичской системе координат (ГСК) имеем  $\mathbf{U}_p = \mathbf{I}$ ,  $\mathbf{Z}_p = \mathbf{M}_{\text{ССК} \rightarrow \text{ГСК}} \mathbf{p}_p$ , где  $\mathbf{M}_{\text{ССК} \rightarrow \text{ГСК}}$  – матрица ориентации связанной с КА системы координат (ССК) относительно ГСК [1],  $\mathbf{p}_p$  – вектор положения фазового центра антенны ГЛОНАСС относительно ЦМ КА в ССК. Если аппаратура ГЛОНАСС формирует оценку точности решения навигационной задачи, можно принять  $\mathbf{W}_p = \mathbf{O}$  и взять в качестве  $\mathbf{K}_p$  соответствующую оценку матрицы ковариации. Иначе примем  $\mathbf{W}_p =$

$\mathbf{M}_{\text{ОСК} \rightarrow \text{ГСК}}$ ,  $\mathbf{K}_p = \text{diag}(1, 1, \alpha)$ , где  $\mathbf{M}_{\text{ОСК} \rightarrow \text{ГСК}}$  – матрица ориентации орбитально-динамической СК (ОСК) от ГСК [1],  $\alpha > 1$  описывает повышенную ошибку измерения для высоты.

Г) Измерения радионавигационных параметров (РНП) – для фиксированного навигационного КА (НКА) вектор  $\Theta = (R, \Phi)^T$  описывает псевдодальность (ПД)  $R$  и псевдофазу (ПФ)  $\Phi$  для ЦМ. При этом  $\mathbf{U}_p = \mathbf{I}$ ,

$$\mathbf{Z}_p = \begin{pmatrix} 1 \\ 1/\lambda \end{pmatrix} (\mathbf{r}_{\text{НКА}}^{\text{иск}})^T \mathbf{M}_{\text{ССК} \rightarrow \text{ИСК}} \mathbf{p}_p + \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1/\lambda & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta t_p \\ N_p \end{pmatrix}, \quad \text{где}$$

$\lambda$  – длина волны излучения,  $\mathbf{r}_{\text{НКА}}^{\text{иск}}$  – единичный вектор, направленный из центра антенны на НКА,  $\Delta t_p$  – расхождение шкал времени,  $N_p$  – целочисленная неопределенность фазы. Если опорные генераторы ГЛОНАСС-приёмников разные, то  $\Delta t_p$  – случайная величина, иначе  $\Delta t_p$  известна и равна целому числу тактов опорной частоты.

Для решения задачи повышения точности умножим обе части (1) на  $\mathbf{W}_p^{-1}$  и перепишем (1) в виде  $\mathbf{W}_p^{-1} \mathbf{I}_p = \mathbf{W}_p^{-1} \mathbf{U}_p \Theta + \mathbf{W}_p^{-1} \mathbf{Z}_p + \mathbf{e}_p$  или, вводя соответствующие новые обозначения, в виде

$$\mathbf{I}'_p = \mathbf{U}'_p \Theta + \mathbf{Z}'_p + \mathbf{e}_p. \quad (2)$$

Составим целевую функцию (ЦФ) правдоподобия:

$$\Lambda(\Theta) = \sum_p (\mathbf{U}'_p \Theta + \mathbf{Z}'_p - \mathbf{I}'_p)^T \mathbf{K}_p^{-1} (\mathbf{U}'_p \Theta + \mathbf{Z}'_p - \mathbf{I}'_p). \quad (3)$$

Наилучшая оценка  $\Theta$  по данным нескольких приборов имеет вид  $\hat{\Theta} = \arg \min_{\Theta} \Lambda(\Theta)$ . Обозначим

$$\mathbf{A} = \left( \sum_p \mathbf{U}_p^T \mathbf{K}_p^{-1} \mathbf{U}_p \right)^{-1}, \quad \mathbf{B} = \sum_p \mathbf{U}_p^T \mathbf{K}_p^{-1} (\mathbf{I}'_p - \mathbf{Z}'_p).$$

при отсутствии ограничений на  $\Theta$  по МНК получаем решение  $\hat{\Theta} = \mathbf{A} \mathbf{B}$ .

При наличии ограничений на  $\Theta$  минимизация (2) выполняется численно с учетом этих ограничений. В отдельных случаях возможно сведение к известным задачам. Если, например,  $\|\Theta\| = 1$ ,  $\mathbf{Z}'_p = \mathbf{0}$ , то задача минимизации квадратичной формы (3) сводится к задаче на максимальное собственное значение соответствующей матрицы.

Априорное качество оценки  $\hat{\Theta}$  характеризует соответствующая ковариационная матрица  $\mathbf{A}$ . Также полезно изучение поведения невязок  $\hat{\mathbf{e}}_p = \mathbf{U}'_p \hat{\Theta} + \mathbf{Z}'_p - \mathbf{I}'_p$  во времени. Например, оценивается  $\hat{\mathbf{K}}_p = \sum_t \hat{\mathbf{e}}_p(t) \hat{\mathbf{e}}_p^T(t) / \sum_t 1$ , где суммирование идет по всем доступным эпохам  $t$ . Высокие невязки  $\hat{\mathbf{K}}_p$ , превышающие априорные оценки  $\mathbf{K}_p$ , могут свидетельство-



вать о плохом качестве работы аппаратуры или о недостаточно точном знании конструктивных параметров.

Можно оценить конструктивные параметры путем обобщения целевой функции (3). При этом  $\Lambda$  становится функцией не только  $\Theta$ , но и конструктивных параметров  $U'_p, Z'_p$ , а суммирование в (3) осуществляется также по всем эпохам (и по всем НКА при обработке РНП). Оценка конструктивных параметров осуществляется из условия  $\Lambda = \min$ . При этом на  $U'_p, Z'_p$  могут быть наложены ограничения: ортогональность матриц или целочисленность аддитивных параметров.

Зачастую при таком подходе конструктивные параметры определяются не однозначно, так как существенны только параметры взаимной установки. Тогда можно зафиксировать параметры одного из приборов. Более сбалансированный вариант – добавить в (3) слагаемое вида  $\varepsilon \sum_p |U'_p - U_p^0|^2 + |Z'_p - Z_p^0|^2$ , где  $U_p^0, Z_p^0$  – соответ-

ствуют априорным (номинальным) конструктивным параметрам;  $\varepsilon$  – достаточно малый весовой коэффициент.

За счет оценивания конструктивных параметров оценка  $\hat{K}_p$  уменьшается; она по-прежнему характеризует точность приборов, но уже излишне оптимистично. Что касается оценок конструктивных параметров, то их точность существенно зависит от закона изменения во времени других параметров, с которыми они перемножаются. Например, если угловая скорость нулевая, то оценка матрицы установки ДУС невозможна. Если ориентация ССК относительно ИСК изменяется мало, оценка конструктивных матриц, кватернионов и вектора установки  $p_p$  становится не устойчивой. Конкретно качество оценивания дает матрица ковариации  $\Lambda$  из МНК, в которую входят компоненты не только  $\Theta$ , но и конструктивных параметров. На практике для адекватной оценки конструктивных параметров необходимо длительное наблюдение за спутником. Особенно ценны моменты активной работы по нацеливанию на объекты, которые следует брать с большим весом в ЦФ (3).

Для иллюстрации рассмотрим пример объединения РНП от пары антенн с общим опорным генератором. Для фиксированного НКА можно считать, что  $\Phi_1 = \Phi + e_1$ ,  $\Phi_2 = \Phi + (r_{\text{ИСК}}^{\text{НКА}})^T M_{\text{ССК} \rightarrow \text{ИСК}} p_2 / \lambda + N_2 + e_2$ . Отсюда для множества эпох целочисленную неопределенность  $N_2$  легко оценить простым округлением. Такой метод устранения целочисленной неопределенности фазы между антенной несравненно проще, чем обычно применяемые в рамках решения навигационной задачи [5] (для оценки  $r_{\text{НКА}}^{\text{ИСК}}$  достаточно приблизительного знания координат КА и НКА). Также, используя множество НКА, легко уточнить параметр  $p_2$ .

Остаточные невязки характеризуют качество работы навигационного приемника. На рис. 1 показан пример зависимости невязок от времени для ПД (сверху) и ПФ (снизу) в в метрах для различных НКА (которые выделены разными цветами) для навигационной аппаратуры КА «Ресурс-П» № 3.

Наблюдаются систематические смещения ПД, зависящие от НКА. Дополнительный анализ показывает, что эти смещения коррелируют с  $\lambda$ . Можно предположить, что эта проблема связана с особенностями приёма сигнала с частотным разделением каналов, принятым в системе ГЛОНАСС. Это порождает также случайные разбросы для ПФ, превышающие период, что заведомо не позволяет обеспечить сантиметровую точность измерения ПФ для данного навигационного приёмника.

#### Использование избыточности во времени измерений положения и скорости спутника

Хорошая предсказуемость движения ЦМ КА по орбите может быть использована для увеличения точности знания пространственного положения и скоростей КА. Такая динамическая фильтрация не зависит от типа навигационной системы и может применяться вплоть до реального времени. Для КА на высоких эллиптических орбитах дополнительно появляется уникальная возможность орбитального прогноза положения на высоком участке по измерениям на низком.

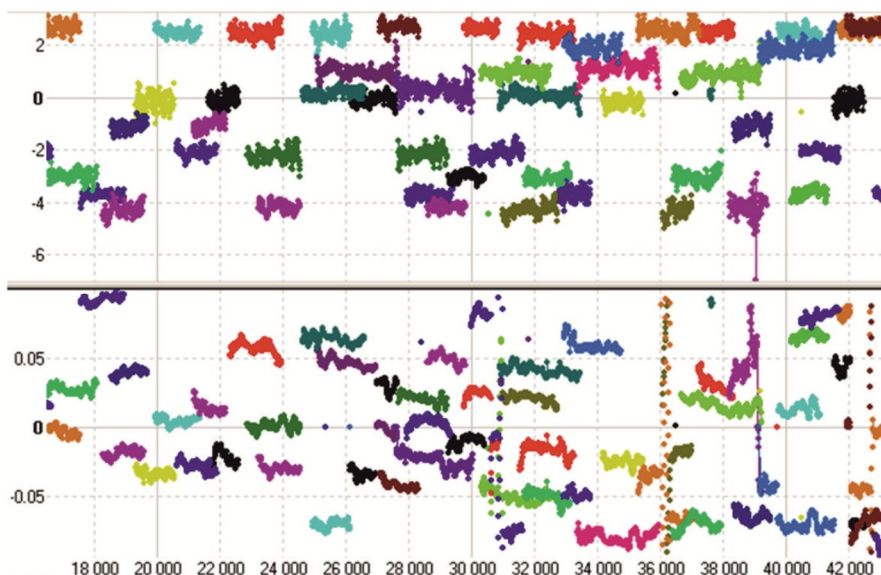
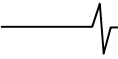


Рис. 1. Невязки ПД и ПФ между антеннами № 1 и № 4, КА «Ресурс-П» № 3



Предсказуемость движения ЦМ описывается функцией  $\Theta(\Omega, t)$ , которая позволяет определить составной вектор координат и скоростей  $\Theta = \begin{pmatrix} \mathbf{P} \\ \mathbf{V} \end{pmatrix}$  на произвольный момент времени  $t$  в зависимости от вектора параметров орбиты  $\Omega$ . Соответственно, модель измерений имеет вид

$$\mathbf{I}(t_i) = \Theta(\Omega_0, t_i) + \mathbf{e}(t_i), \quad \text{cov}[\mathbf{e}(t_i)] = \mathbf{K}_i, \quad (4)$$

где  $t_i$  – дискретные моменты измерений,  $\mathbf{e}(t_i)$  – погрешности с нулевым средним и ковариацией  $\mathbf{K}_i$ ,  $\Omega_0$  – параметры «истинной» орбиты.

Введем целевую функцию

$$\Lambda(\Omega) = \sum_i (\Theta(\Omega, t_i) - \mathbf{I}(t_i))^T \mathbf{K}_i^{-1} (\Theta(\Omega, t_i) - \mathbf{I}(t_i)). \quad (5)$$

Для независимых ошибок  $\mathbf{e}(t_i)$  наилучшая оценка  $\hat{\Omega}_0 = \arg \min_{\Omega} \Lambda(\Omega)$ . Для практической минимизации (4) линеаризуем его в окрестности некоего начального приближения  $\Omega_n$ :

$$\Lambda(\Omega_n + \Delta) = \sum_i (\Theta(\Omega_n, t_i) + \mathbf{J}(\Omega_n, t_i)\Delta - \mathbf{I}_i)^T \times \mathbf{K}_i^{-1} (\Theta(\Omega_n, t_i) + \mathbf{J}(\Omega_n, t_i)\Delta - \mathbf{I}_i), \quad (6)$$

где  $\mathbf{J}(\Omega, t_i)$  – матрица Якоби для  $\Theta(\Omega, t_i)$  как функции  $\Omega$ ,  $\Delta$  – поправка к начальному приближению. Минимум (5) находится по МНК, после чего осуществляется замена  $\Omega_n = \Omega_n + \Delta$  и процесс повторяется, пока не будет достигнута заданная точность приближения.

Рассмотрим вопрос точности оценки  $\Omega_0$ . Во-первых, точность оценки  $\Omega_0$  зависит от погрешностей аппаратуры и адекватности их описания через  $\mathbf{K}_i$ . Зачастую оценки  $\mathbf{K}_i$ , формируемые навигационной аппаратурой, не учитывают всех искажающих факторов и не передают адекватно корреляций между компонентами вектора ошибок. Также, ошибки зачастую сильно коррелированы во времени.

Во-вторых, (4) предполагает, что  $\Theta(\Omega_0, t)$  для всех рассматриваемых эпох адекватно описывает движение КА по реальной возмущенной орбите (ВО). В ИСК  $\Theta(\Omega, t)$  определяется как решение системы дифференциальных уравнений  $\partial \mathbf{P} / \partial t = \mathbf{V}(t)$ ,  $\partial \mathbf{V} / \partial t = \mathbf{a}(\mathbf{P}, \mathbf{V}, t)$ , с начальными условиями  $\mathbf{P}(t_n) = \mathbf{P}_n$ ,  $\mathbf{V}(t_n) = \mathbf{V}_n$ , где  $\mathbf{a}(\mathbf{P}, \mathbf{V}, t)$  вектор-функция ускорения ЦМ КА,  $t_n$  – фиксированный момент времени. Начальные условия  $\mathbf{R}_n$ ,  $\mathbf{V}_n$  входят в вектор  $\Omega$ .

Известны описания  $\mathbf{a}(\mathbf{P}, \mathbf{V}, t)$  различной сложности в зависимости от количества учитываемых возмущений [5]. Они опираются на различные модели: геопотенциала, вращения земли [6], приливов в земной коре и океанах, плотности атмосферы, движения планет, давления света. Эти модели постоянно совершенствуются. Некоторые параметры моделей (координаты полюса Земли, индексы активности Солнца) можно получить только из наблю-

дений, что является функцией соответствующих служб. Поэтому не целесообразно строить полностью изолированную от внешнего мира систему обработки ИИ.

Дополнительно необходимы модели спутника, описывающие его геометрию с точки зрения торможения атмосферой и действия светового давления. Соответствующие параметры редко измеряются на земле с требуемой точностью, поэтому они включаются в вектор параметров орбиты  $\Omega$ . Также в  $\mathbf{a}(\mathbf{P}, \mathbf{V}, t)$  могут быть добавлены «не моделируемые» ускорения, происхождение которых не установлено, например, в виде аддитивного параметра, также включаемого в  $\Omega$ . Использование таких параметров может в какой то мере снизить требования к качеству описания  $\mathbf{a}(\mathbf{P}, \mathbf{V}, t)$ . Однако увеличение количества параметров  $\Omega$  ухудшает точность его оценивания из условия  $\Lambda(\Omega) = \min$ .

Таким образом, вместо изолированной системы определения орбиты целесообразно строить открытую, но требующую минимума внешней информации и не критичную к её оперативности. Для организации соответствующей обратной связи используем формируемые с задержкой высокоточные измерения координат КА, полученные при пост-обработке фазовых радионавигационных измерений [3, 4]. Эти данные хороши для оценки реальной точности динамической фильтрации, а также пригодятся для повышения её точности.

Пусть  $\mathbf{I}^p(t_i)$  – эталонные высокоточные решения навигационной задачи (НЗ). Тогда ошибки исходных измерений  $\mathbf{e}_i = \mathbf{I}(t_i) - \mathbf{I}^p(t_i)$ . Пересчитаем эти ошибки в ОСК,  $\mathbf{e}_i^{\text{ОСК}} = \mathbf{M}_{\text{ССК} \rightarrow \text{ГСК}}^T(t_i) \mathbf{e}_i$ . В ССК можно допустить стационарность ошибок и оценить ковариацию как  $\hat{\mathbf{K}} = \sum_i \mathbf{e}_i^{\text{ОСК}} (\mathbf{e}_i^{\text{ОСК}})^T / \sum_i 1$ . Соответственно, в (4) для последующих оперативных расчетов используются  $\mathbf{K}_i = \mathbf{M}_{\text{ССК} \rightarrow \text{ГСК}}^T(t_i) \hat{\mathbf{K}} \mathbf{M}_{\text{ССК} \rightarrow \text{ГСК}}(t_i)$ .

Подстановкой точного решения  $\mathbf{I}^p(t_i)$  в (5) находят точные параметры орбиты  $\Omega_0$ . При этом мало меняющиеся параметры из  $\Omega_0$  запоминаются для дальнейшего использования, что позволяет снизить размерность  $\Omega$  в (5) и повысить точность оценки.

Также можно повысить автономность системы обработки ИИ и увеличить скорость работы, если упростить задание  $\mathbf{a}(\mathbf{P}, \mathbf{V}, t)$ . Это можно сделать, заменяя точные расчеты модели аппроксимируемыми коэффициентами. Главное, чтобы упрощенная модель обеспечивала невязки  $\mathbf{I}(t_i) - \Theta(\hat{\Omega}_0, t_i)$  намного меньшие, чем ошибки измерений.

Для компенсации эффекта коррелированности ошибок во времени используем «обесцвечивающий» фильтр. Для этого построим предсказатель вида  $\mathbf{p}_i^{\text{ССК}} = \Psi \mathbf{e}_{i-1}^{\text{ССК}}$ , матрица которого находится по МНК из условия  $\sum_i \left| \Psi \mathbf{e}_{i-1}^{\text{ССК}} - \mathbf{e}_i^{\text{ССК}} \right|^2 = \min$ . Тогда в целевой функции (5) разности  $\Theta(\Omega, t_i) - \mathbf{I}(t_i)$  заменяется на  $\Theta(\Omega, t_i) - \mathbf{I}(t_i) - \Psi(\Theta(\Omega, t_{i-1}) - \mathbf{I}(t_{i-1}))$ .

В табл. 1 показаны результаты экспериментального применения предложенных подходов на реальных данных КА «Ресурс-П» № 3.

При этом рассматривались упрощенные модели ВО с различной размерностью вектора параметров  $\Omega$ , а также высокоточная модель ВО (отмечена \*). Можно видеть, что использование (5) с бортовыми оценками погрешностей аппаратуры обеспечивает меньшую точность, чем с оценкой по реальным данным. Это свидетельствует о не учете бортом реальной коррелированности компонент  $\mathbf{P}$  и  $\mathbf{V}$ . В итоге достигнута субметровая точность измерения координат при ошибках в исходных измерениях 4,8 м всего и 2,4 м в плане. Также вполне может быть использована упрощенная ВО вместо точной, но выбор упрощения необходимо согласовывать с длиной интервала накопления ИИ.

**Динамическая фильтрация бортовых эфемерид НКА**

Навигация современных КА строится на основе глобальных систем геопозиционирования типа ГЛОНАСС / GPS. Если с борта передаются РНП, то НЗ может быть решена на Земле. Качество тут должно быть выше, особенно если сочетать решение НЗ с динамической фильтрацией бортовых эфемерид НКА.

Запишем модель двухчастотных ГЛОНАСС наблюдений в виде

$$\mathbf{D}_i^v = (R_1, \Phi_1, R_2, \Phi_2)_i^v = (1, 1/\lambda_1, 1, 1/\lambda_2)^T \times (L_i^v + \Delta t_i + \Delta T_i^v) + (1, -1/\lambda_1, \lambda_2^2/\lambda_1^2, -\lambda_2/\lambda_1^2)^T \Delta_i^{\text{ион}} + (0, N_1^v, 0, N_2^v)^T, \tag{7}$$

где  $i$  – номер эпохи;  $v$  – номер НКА;  $R_d, \Phi_d, d = \overline{1,2}$  – псевдодальность и псевдофаза для длины волны  $\lambda_d$ ;  $L_i^v$  – геометрическая дальность;  $\Delta t_i, \Delta T_i^v$  – поправки к шкалам времени КА и НКА;  $\Delta_i^{\text{ион}}$  – ионосферная задержка,  $N_d^v$  – целочисленная неопределенность фазы.

Выразим  $L_i^v$  через модели ВО:

$$L_i^v = \left| \mathbf{P}(t_i) - \mathbf{P}^v(t_i - L_i^v/c) \right|, \tag{8}$$

$$\mathbf{P}^v(t) = \mathbf{\Theta}(\Omega^v, t) + \mathbf{M}_{\text{сск} \rightarrow \text{иск}}^v(t) \rho^v,$$

где  $c$  – скорость света.

Запишем целевую функцию, аргументами которой являются параметры орбит КА и каждого НКА, поправки к шкале времени КА и ионосферные задержки для каждой эпохи, целочисленные неопределенности фазы для каждого НКА:

$$\Lambda(\Omega, \{\Omega^v\}, \{\Delta t_i, \Delta_i^{\text{ион}}\}, \{N_1^v, N_2^v\}) = \sum_i \sum_v (\mathbf{D}_i^v - \mathbf{I}_i^v) \mathbf{K}^{-1} (\mathbf{D}_i^v - \mathbf{I}_i^v)^T + \gamma \sum_v \sum_j \left| \mathbf{P}^v(t_j) - \mathbf{B}^v(t_j) \right|^2, \tag{9}$$

где суммирование осуществляется по всем эпохам и НКА,  $\mathbf{B}^v(t_j)$  и  $\mathbf{I}_i^v$  – полученные навигационным приёмником бортовые эфемериды НКА и измерения РНП,  $\gamma$  – весовой коэффициент,  $\mathbf{K}$  – ковариационная матрица ошибок измерения РНП приёмником:  $\mathbf{K} = \text{diag}(1, \alpha, 1, \alpha)$ , где  $\alpha \ll 1$  характеризует значительно меньшую погрешность фазовых измерений.

Коэффициент  $\gamma$  управляет способом фильтрации бортовых эфемерид. Если  $\gamma$  велик, то бортовые эфемериды фактически фильтруют по модели ВО независимо от решения НЗ. Из-за систематических ошибок в  $\mathbf{B}^v(t_j)$  такой подход не даёт существенного повышения точности. При малых  $\gamma$  орбиты НКА уточняются с учетом взаимных фазовых измерений между КА и НКА, а второе слагаемое в (9) играет роль регуляризирующего члена для некорректно поставленной задачи. От  $\gamma$  зависит не столько точность, сколько устойчивость; оптимальное значения  $\gamma$  находится путем сравнения решения НЗ с максимально точным решением по точным эфемеридам.

Таблица 1. Оценки точности динамической фильтрации координат для КА «Ресурс-П» №3

Размерность $\Omega$	Погрешность модели ВО	Погрешность оценки орбиты по сравнению с высокоточным решением НЗ, общая / в плане, м		
		Бортовые оценки $\mathbf{K}_i$ , решение по (5)	С оценкой $\hat{\mathbf{K}}$ и предсказателя $\Psi$ по не оперативной информации	
			Анализ только координат $\mathbf{P}$	Анализ координат $\mathbf{P}$ и скоростей $\mathbf{V}$
Обработка на данных на интервале 1 витка				
6	0.25 / 0.13	1.34 / 1.26	0.85 / 0.81	0.76 / 0.72
7	0.24 / 0.09	1.64 / 1.29	1.64 / 0.96	1.13 / 0.78
9	0.15 / 0.06	3.29 / 1.49	3.50 / 1.58	1.41 / 1.00
6*	0	1.32 / 1.20	0.81 / 0.79	0.75 / 0.71
Обработка на данных на интервале 6 витков				
6	2.76 / 2.71	2.99 / 2.94	2.76 / 2.71	2.81 / 2.76
7	0.47 / 0.39	1.24 / 1.20	0.76 / 0.69	0.48 / 0.40
9	0.43 / 0.35	3.77 / 1.68	3.78 / 1.74	1.65 / 1.11
6*	0	1.14 / 1.13	0.60 / 0.58	0.46 / 0.40

Таблица 2. Оценки точности координат КА при совместной динамической фильтрации орбит КА и НКА

Интервал РНП, витков	Интервал бортовых эфемерид относительно РНП	Погрешность оценки орбиты по сравнению с высокоточным решением НЗ, общая / в плане, м	
		$\gamma \rightarrow \infty$	$\gamma \rightarrow 0$
1,5	$\pm 1$ ч	2,17 / 1,58	0,88 / 0,57
1,5	-6 ч, +0 ч	2,01 / 1,41	0,84 / 0,51
1,5	-12 ч, +0 ч	1,91 / 1,39	0,73 / 0,47
5	$\pm 1$ ч	1,89 / 1,01	0,49 / 0,38
5	$\pm 3$ ч	1,80 / 0,95	0,43 / 0,33

На практике решение  $\Lambda(\dots) = \min$  осуществляется итерационно по МНК на основе линеаризации (8). При этом для сокращения размерности задачи переменные  $\Delta t_i, \Delta_i^{\text{ион}}$  исключаются из каждой эпохи стандартным образом [5]. В целочисленном разрешении фазовых неопределенностей нет нужды, так как погрешности бортовых поправок к шкалам времени НКА  $\Delta T_i^v$  слишком велики.

В табл. 2 показаны результаты экспериментальной апробации данного подхода на реальных данных низкоорбитального КА «Ресурс-П» № 3.

Как видно из эксперимента, с запасом достигается субметровая точность знания координат.

#### Динамическая фильтрация угловой ориентации

По сравнению с пространственным положением, угловое движение КА плохо предсказуемо. Оно определяется работой замкнутой системы автоматического регулирования, обеспечивающей заданную ориентацию или движение КА. Поэтому динамическая фильтрация углов предполагает использование дополнительных датчиков, например, ДУС. Соответствующая задача известна и обычно решается в реальном времени с использованием методов Кальмановской фильтрации. Однако для наземной обработки изображений жесткое требования реального времени ослаблено, поэтому целесообразно оптимальное решение по МНК, ориентированное на наиболее полное использование всех доступных измерений.

Пусть изменение ориентации КА описывается кватернион-функцией  $\mathbf{Q}(t)$ ,  $\|\mathbf{Q}(t)\|=1$ . Вращение твердого тела описывается уравнением:  $\partial \mathbf{Q}(t) / \partial t = 0,5 \mathbf{Q}(t) \boldsymbol{\omega}(t)$ , где  $\boldsymbol{\omega}(t)$  – угловая скорость, представленная чисто векторным кватернионом. Для дискретных измерений в моменты времени  $t_i$ , удобно переписать динамическое уравнение в виде  $\mathbf{Q}(t_i) = \mathbf{Q}(t_{i-1}) \mathbf{S}_i$ , где  $\mathbf{S}_i$  – «приращения», зависящие только от угловой скорости:  $\mathbf{S}_i = \mathbf{s}_i(t_i)$ , где  $\mathbf{s}_i(t)$  определено как решение уравнения  $\partial \mathbf{s}_i(t) / \partial t = 0,5 \mathbf{s}_i(t) \boldsymbol{\omega}(t)$  при начальном условии  $\mathbf{s}_i(t_{i-1}) = 1$ .

Измерения звездного датчика имеют вид:  $\mathbf{I}_i = \mathbf{Q}(t_i) \mathbf{U} + \mathbf{I}_i \mathbf{e}$ , где  $\mathbf{U}$  – параметр установки датчика с  $\|\mathbf{U}\|=1$ ;  $\mathbf{e}$  – случайна величина с нулевым средним и матрицей ковариации  $\text{cov}[\mathbf{e}] = \mathbf{K}$ .

Измерения ДУС можно представить в виде набора

измерений  $t_j, \mathbf{w}_j, \mathbf{w}_j = \mathbf{Y} \boldsymbol{\omega}(t_j) + \mathbf{Z} + \varepsilon$ , где  $\mathbf{Z}$  – смещение ноля,  $\varepsilon$  – случайный шум ДУС с нулевым средним,  $\mathbf{Y}$  – диагональная матрица, описывающая систематические мультиплекативные искажения ДУС, например, отклонения чувствительностей ДУС от номинальной.

Оценим в дискретных точках  $\hat{\boldsymbol{\omega}}(t_j) = \mathbf{Y}^{-1}(\mathbf{w}_j - \mathbf{Z})$  и восстановим непрерывную функцию  $\hat{\boldsymbol{\omega}}(t) = \mathfrak{R}(\{t_j, \mathbf{w}_j\})$ , где  $\mathfrak{R}$  – некий интерполяционный оператор. Оценим приращения:  $\hat{\mathbf{S}}_i = \hat{\mathbf{s}}_i(t_i)$ , где  $\hat{\mathbf{s}}_i(t)$  определено как решение дифференциального уравнения  $\partial \hat{\mathbf{s}}_i(t) / \partial t = 0,5 \hat{\mathbf{s}}_i(t) \hat{\boldsymbol{\omega}}(t)$  при начальном условии  $\hat{\mathbf{s}}_i(t_{i-1}) = 1$ . Из-за шума ДУС  $\hat{\mathbf{S}}_i = \mathbf{S}_i \Delta \mathbf{S}_i$ , где  $\Delta \mathbf{S}_i$  – случайная шумовая составляющая. Если интервал времени  $t_i - t_{i-1}$  достаточно мал, то векторная составляющая  $\Delta \mathbf{S}_i$  имеет нулевое среднее и дисперсию длины  $K_S = |t_i - t_{i-1}|^2 K_{\text{ДУС}}$ , где  $K_{\text{ДУС}}$  пропорциональна шуму ДУС.

$$\begin{aligned} \text{Из определения } \mathbf{S}_i = \overline{\mathbf{Q}(t_{i-1})} \mathbf{Q}(t_i), \quad \Rightarrow \\ \Delta \mathbf{S}_i = \overline{\mathbf{Q}(t_i)} \mathbf{Q}(t_{i-1}) \hat{\mathbf{S}}_i. \text{ Составим целевую функцию} \\ \Lambda(\{\mathbf{Q}_i\}) = \sum_i (\mathbf{I}_i^{-1} \mathbf{Q}_i \mathbf{U})^T \mathbf{K}^{-1} (\mathbf{I}_i^{-1} \mathbf{Q}_i \mathbf{U}) + \\ + \sum_{i \neq 0} |\overline{\mathbf{Q}_i} \mathbf{Q}_{i-1} \hat{\mathbf{S}}_i|_B^2 / |t_i - t_{i-1}|^2 / K_{\text{ДУС}}, \quad (10) \end{aligned}$$

где  $|\mathbf{Q}|_B^2$  – длина векторной части кватерниона. Минимуму  $\Lambda = \min$  соответствуют наилучшие оценки  $\hat{\mathbf{Q}}_i$  истинной ориентации  $\mathbf{Q}(t_i)$ , причем должны выполняться ограничения  $\|\hat{\mathbf{Q}}_i\|=1$ . Решение  $\Lambda(\{\mathbf{Q}_i\}) = \min$  при ограничениях удобно выполнять итерационно, представляя  $\mathbf{Q}_i = \mathbf{Q}_i^0 (1 + \Delta \mathbf{Q}_i)$ , где  $\mathbf{Q}_i^0$  – начальное приближение (например,  $\mathbf{Q}_i^0 = \mathbf{I}_i \overline{\mathbf{U}}$ ), а  $\Delta \mathbf{Q}_i$  – оцениваемая чисто векторная поправка. После оценивания  $\mathbf{Q}_i$  нормируются на каждой итерации.

Уравнение  $\Lambda(\{\Delta \mathbf{Q}_i\}) = \min$  по МНК сводится к системе линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) с блочно-трехдиагональной матрицей. Можно показать, что эффективный метод прогонки для решения трехдиагональных СЛАУ обобщается на блочно-трехдиагональные. Достаточно рассматривать блоки как элементы некоторого тела, и учитывать, что умно-

жение блоков не коммутативно. В результате появляется важная возможность обработки длительных массивов ИИ.

Поскольку истинные шумы ДУС известны не достоверно, то необходим подбор оптимального значения параметра  $K_{ИУС}$ . Для этого анализируется зависимость от  $K_{ИУС}$  остаточных невязок в первом слагаемом (10). При слишком малом  $K_{ИУС}$  шумы ДУС могут накапливаться при интегрировании и при обработке длительных массивов невязки могут быть аномально высоки. По мере увеличения  $K_{ИУС}$  невязки снижаются, достигая уровня реального шума звездного датчика (который можно оценить по нескольким приборам, как это было описано выше). Дальнейшее увеличение  $K_{ИУС}$  приводит к ухудшению общей точности оценки ориентации.

Дополнительно можно оценить параметр установки  $U$ , смещение нуля ДУС  $Z$  и матрицу  $Y$ . Для этого они рассматриваются как неизвестные и оцениваются из условия  $\Lambda(U, Z, Y, \{Q_i\}) = \min$ . Для получения устойчивого решения следует использовать длительные интервалы наблюдения.

## Заключение

По результатам выполненных исследований можно сделать следующие выводы.

1. Целесообразна максимально полная передача на Землю и наземная обработка исходной измерительной информации с навигационных приборов спутника для повышения и оценки точности знания положения и ориентации.

2. Построены алгоритмы оптимального объединения информации от дублирующихся приборов, позволяющие повысить точность и уточнить параметры взаимной установки, в том числе установочные матрицы и вектора, смещения нуля ДУС, между антенные целочисленные неопределенности фазы.

3. Для оперативного уточнения координат и скорости спутника предложено использовать динамическую фильтрацию измерений на основе модели возмущенной орбиты с учетом коррелированности ошибок во времени и между компонентами векторов. При этом привлекаются высокоточные не оперативные решения для контроля

точности и настройки алгоритмов. Рассмотрены подходы к упрощению моделей возмущенной орбиты.

4. Предложен и исследован алгоритм оперативной навигации спутника по данным ГЛОНАСС с уточнением орбит навигационных спутников ГЛОНАСС совместно с орбитой КА по фазовым измерениям.

5. Предложен алгоритм фильтрации ориентации по данным измерителя угловой скорости, основанный на решении блочно-ленточной системы уравнений и эмпирической оценке параметров шумов измерителей. В результате появляется возможность обработки длительных массивов данных и высокоточного уточнения параметров установки приборов.

6. Предложенные подходы апробированы на данных от спутника «Ресурс-П» № 3. В результате при оперативной обработке с использованием только бортовой навигационной информации достигнута субметровая точность знания положения спутника.

## Литература

1. Современные технологии обработки данных дистанционного зондирования Земли / Под. ред. В.В. Еремеева. М.: Физматлит. 2015. 460 с.
2. Егошкин Н.А., Еремеев В.В., Зинина И.И., Скимунт В.К. Концепция уточнения элементов внешнего ориентирования КА и её апробация на натурной информации от КА «Ресурс-ДК1» // Материалы II Всеросс. НТК «Актуальные проблемы ракетно-космической техники» («II Козловские чтения») 12-16 сентября 2011 г., г. Самара/СамНЦ РАН – Самара, 2011. С. 216-217.
3. Rim H.J., Yoon S.P., Schutz B.E. The GLAS Algorithm Theoretical Basis Document for Precision Orbit Determination (POD). Center for Space Research The University of Texas at Austin. October 2002. 111p.
4. Kyohei Akiyama, Shinichi Nakamura, Ryo Nakamura, and Sachiyo Kasho. GPS-Based Precise Orbit Determination for LEO Satellites with Carrier-Phase Integer Ambiguity Resolution, 2012. Электронный ресурс [http://issfd.org/ISSFD\_2014/ISSFD24\_Paper\_S3-3\_akiyama.pdf]
5. Guochang Xu. GPS: Theory, Algorithms and Applications. New York: Springer, 2016. 508p.
6. Petit G., Luzum B. IERS Conventions (2010). IERS technical note no. 36, Verlag des bundesamts für Kartographie und geodäsie, Frankfurt am main, 2010. 179p.

## Уважаемые авторы!

Редакция научно-технического журнала «Цифровая обработка сигналов» просит Вас соблюдать следующие требования к материалам, направляемым на публикацию:

### 1) Требования к текстовым материалам и сопроводительным документам:

- Текст - текстовый редактор Microsoft Word.
- Таблицы и рисунки должны быть пронумерованы. На все рисунки, таблицы и библиографические данные указываются ссылки в тексте статьи.
- Объем статьи до 12 стр. (ширифт 12). Для заказных обзорных работ объем может быть увеличен до 20 стр.
- Название статьи на русском и английском языках.
- Рукопись статьи сопровождается: краткой аннотацией на русском и английском языках; номером УДК; сведениями об авторах (Ф.И.О., организация, должность, ученая степень, телефоны, электронная почта); ключевыми словами на русском и английском языках; актом экспертизы (при наличии в вашей организации экспертной комиссии).

### 2) Требования к иллюстрациям:

- Векторные (схемы, графики) - желательное использование графических редакторов Adobe Illustrator или Corel DRAW.
- Растровые (фотографии, рисунки) - М 1:1, разрешение не менее 300dpi, формат tiff.

## МЕТОД ИДЕНТИФИКАЦИИ ПРОЕКЦИЙ ОЧАГОВ ВОЗГОРАНИЯ ЛЕСНЫХ МАССИВОВ ПО ЦИФРОВЫМ ВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЯМ

*Минаков Е.И., д.т.н., профессор кафедры радиоэлектроники Тульского государственного университета, e-mail:eminakov@bk.ru;*

*Калистратов Д.С., к.т.н., докторант кафедры радиоэлектроники Тульского государственного университета; Мирчук С.Г., аспирант кафедры радиоэлектроники Тульского государственного университета.*

### *METHOD OF IDENTIFICATION OF FOREST FIRE PLACE PROJECTIONS ON DIGITAL VIDEO IMAGES*

*Minakov E.I., Kalistratov D.S., Mirchuk S.G.*

Considered the actual problem of forest fire, proposed a method for recognizing of fire projections on digital video images based on a two-dimensional discrete Fourier transform, given the results of modeling for the space, air and ground video modes, describes the principle of searching fire projection with beforehand prepared base of fire and smoke images, considered the results of modeling for space, air and ground modes, offered model of corresponding measuring system, given recommendations for use the offered method in each of enumerated video modes.

**Key words:** digital video image, block decomposition, base of reference blocks, projection of fire places, comparison, spectral analysis, two-dimensional discrete Fourier transform.

**Ключевые слова:** цифровое видеоизображение, блочное разбиение, база опорных блоков, проекции очагов возгорания, сравнение, спектральный анализ, двумерное дискретное преобразование Фурье.

#### **Введение**

В последние годы, в связи с экстремально высокими температурными показателями в летнее время года обострилась проблема возгорания лесных массивов [1,2]. Лесные пожары наносят ощутимый вред флоре и фауне, подрывают сырьевой запас страны, оказывают негативное влияние на деревообрабатывающую промышленность и лесное хозяйство.

В силу указанных причин возросла актуальность создания информационно-измерительных систем и методов, направленных на автоматизацию процесса определения пространственных координат очагов возгорания с целью их скорейшего устранения.

При этом крайне желательно, чтобы подобные системы успевали распознавать места очагов возгорания и рассчитывать их пространственные координаты в режиме реального времени, пока огонь не распространился на значительную по площади территорию.

Отметим, что на сегодняшний день существует два наиболее распространённых метода идентификации лесных пожаров: видеосканирование и тепловидение. Основным преимуществом тепловидения является возможность «проникать» через дымовую завесу. Однако, даже самые современные тепловизоры имеют дискретное разрешение 640×480 точек, что в значительной мере снижает точность вычисления пространственных координат по тепловым дискретным изображениям.

Видеосканирование, напротив, позволяет работать с

*Рассматривается актуальная проблема возгорания лесных массивов, излагается метод распознавания проекций очагов возгорания по цифровым видеоизображениям на основе двумерного дискретного преобразования Фурье, описывается принцип поиска проекций очагов возгорания по предварительно подготовленной базе изображений огня и дыма, приводятся результаты моделирования метода для режимов спутниковой, воздушной и наземной съёмки, предлагается модель соответствующей измерительной системы, даются рекомендации относительно использования предложенного метода в каждом из перечисленных режимов съёмки.*

изображениями в формате HD, используя разрешение в одну или даже несколько тысяч точек на сторону кадрового изображения. Кроме того, цифровые видеокамеры имеют малые массово-габаритные показатели, что позволяет устанавливать их, в том числе, на беспилотных летательных аппаратах (например, на квадрокоптерах).

Таким образом, распознавание очагов возгорания по цифровым видеоизображениям, на сегодняшний день, выглядит более перспективно, чем методы тепловидения. По указанной причине, в данной статье описывается метод распознавания проекций очагов возгорания, основанный на применении спектрального анализа фрагментов цифровых видеоизображений лесных пожаров с целью выделения нужного подмножества фрагментов анализируемого изображения.

#### **Метод идентификации очагов возгорания**

Суть метода состоит в том, что анализируемое изображение логически разделяется на блоки меньшего размера. Каждый блок далее анализируется на предмет сходства с опорными изображениями огня и дыма, база которых формируется предварительно.

Сигналы опорных и сканируемых блоков изначально переводятся в спектральную область с помощью прямо-

го двумерного дискретного преобразования Фурье. В качестве критерия сходства блоков применяется один из статистических критериев, таких как среднее абсолютное или среднее квадратичное отклонение сигналов матриц коэффициентов преобразования Фурье. В этом плане, можно отметить, что использование цветного цифрового сигнала с тремя матрицами коэффициентов преобразования даёт лучшие результаты поиска по сравнению с чёрно-белыми изображениями, но требует втрое больших затрат машинного времени.

Отметим также, что аналогичный подход с анализом спектральных характеристик хорошо зарекомендовал себя в алгоритмах и устройствах распознавания речи. Однако, там, в отличие от рассматриваемого случая, используется одномерный математический аппарат.

В данном же случае, математическая модель метода распознавания построена [3,4] на основе двумерного дискретного преобразования Фурье в комплексной форме:

$$f(n_1, n_2) \approx \sum_{k_1=0}^{N_1-1} \sum_{k_2=0}^{N_2-1} c_{k_1, k_2} e^{i \left( \frac{2k_1 \pi n_1}{N_1} + \frac{2k_2 \pi n_2}{N_2} \right)},$$

$$x = \frac{T_1 n_1}{N_1}, \quad y = \frac{T_2 n_2}{N_2}, \quad f(n_1, n_2) \in \mathbb{C}, \quad c_{k_1, k_2} \in \mathbb{C}, \quad (1)$$

$$x \in [0, T_1], \quad y \in [0, T_2], \quad n_1 \in [0, N_1], \quad n_2 \in [0, N_2],$$

$$x, y \in \mathbb{R}, \quad n_1, n_2 \in \mathbb{Z}, \quad k_1, k_2 \in \mathbb{Z},$$

с комплексными коэффициентами:

$$c_{k_1, k_2} = \frac{1}{N_1 N_2} \sum_{n_1=0}^{N_1-1} \sum_{n_2=0}^{N_2-1} f \left( \frac{T_1 n_1}{N_1}, \frac{T_2 n_2}{N_2} \right) e^{-i \left( \frac{2k_1 \pi n_1}{N_1} + \frac{2k_2 \pi n_2}{N_2} \right)}, \quad (2)$$

где:  $f(n_1, n_2)$  – комплексная аппроксимирующая функция, представляющая собой ряд Фурье;  $c_{k_1}, k_2$  – коэффициенты преобразования Фурье;  $n_1, n_2$  – индексы пикселей выбранной цветовой матрицы блока по координатным осям;  $N_1, N_2$  – количества пикселей выбранной матрицы блока по координатным осям, а также максимальные количества коэффициентов преобразования;  $k_1, k_2$  – индексы коэффициентов преобразования;  $T_1, T_2$  – периоды разложения функции;  $i$  – мнимая единица.

При этом в экспериментальной версии программного обеспечения метода используется как прямое, так и обратное преобразование Фурье, дающее наглядное представление о точности аппроксимации исходного изображения с использованием наперёд заданного количества коэффициентов преобразования.

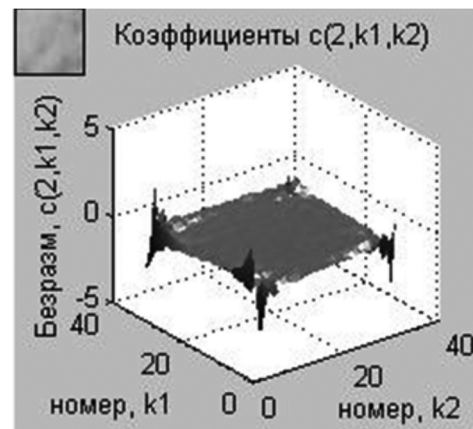
В рабочей же версии программы применяется только прямое преобразование Фурье, за счёт которого исходное цветное изображение поблочно переводится в спектральную область, после чего, в анализируемом изображении путём сравнения коэффициентов преобразования ищутся блоки, похожие на блоки опорной базы.

Опорная база, в свою очередь, подготавливается предварительно и формируется из изображений огня и дыма. Соответственно, алгоритм программного обеспечения метода использует два вида поиска очагов возгорания: по изображениям дыма и по изображениям огня.

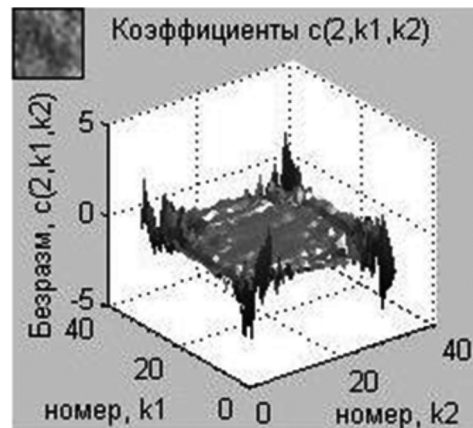
В ходе поиска проекций очагов возгорания сравниваются матрицы коэффициентов преобразования Фурье блоков текущего изображения и блоков опорной базы. В одном из вариантов в качестве критерия сходства используется среднее абсолютное отклонение коэффициентов.

Благодаря использованию такого подхода алгоритм распознавания имеет два критерия сходства фрагментов изображений: цвет и спектр. По этой причине, в большинстве случаев, алгоритм на основе преобразования Фурье работает точнее, чем простое сравнение цветных сигналов матриц.

Ниже (рис. 1) представлены «частотные портреты» изображений огня и дыма (подобные опорные фрагменты алгоритм метода ищет в анализируемом изображении), полученные с помощью прямого преобразования Фурье. База опорных блоков может пополняться. К примеру, дым может быть чёрный, белый, сплошной, клубящийся и так далее.



а)



б)

Рис. 1. Мнимые части коэффициентов преобразования Фурье для красных матриц различных изображений:

а) – для дыма; б) – для огня

Исходные изображения дыма и огня в данном случае имеют размер 32×32 точки (изображения показаны в левых верхних углах соответствующих частей рисунка). Матрицы коэффициентов преобразования имеют такую же размерность.

По представленному рисунку видно также, что в зависимости от спектра очередного опорного блока часть коэффициентов с малыми абсолютными значениями

может не использоваться вовсе, обеспечивая тем самым ускорение процесса идентификации очагов возгорания.

В общем случае, согласно результатам моделирования, чем больше различных опорных блоков используется, тем точнее идентификация очагов, но тем больше требуется временных вычислительных затрат.

Таким образом, каждый тип огня и дыма имеет свой уникальный спектр и цветовые характеристики, благодаря чему похожие блоки могут быть идентифицированы в произвольном изображении.

Известно, что связь прямого и обратного преобразований Фурье позволяет с определённой степенью точности восстанавливать исходную функцию. При этом, чем больше коэффициентов Фурье используется, тем выше степень сходства исходной и восстанавливаемой функции. К примеру, на рисунке ниже (рис. 2) показано наложение исходной и аппроксимированной функций при использовании только четырёх коэффициентов Фурье, соответствующих низкочастотным гармоникам.

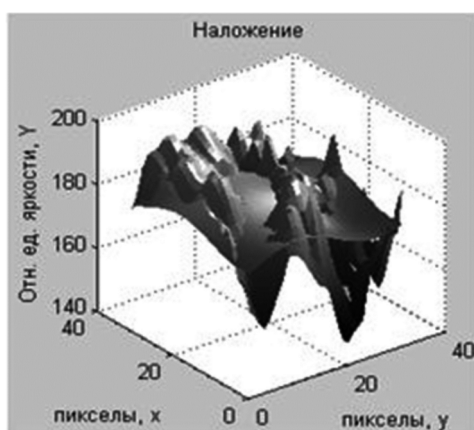


Рис. 2. Аппроксимация красной матрицы изображения опорного блока размером  $32 \times 32$  точки матрицей коэффициентов Фурье размером  $2 \times 2$  коэффициента

Касательно к предлагаемому методу, сокращение количества вовлекаемых в анализ коэффициентов преобразования Фурье снижает достоверность поиска проекций очагов, но позволяет ускорить процесс поиска. Таким образом, возникает противоречие между качеством поиска изображений очагов возгорания и времени обработки анализируемых входных видеоизображений.

Отметим, что скорость распространения пожара невелика, поэтому на обработку очередного цифрового изображения может отводиться до 10 и более секунд. Кроме того, если сократить количество коэффициентов преобразования, то процесс анализа можно ускорить дополнительно. В этой связи, в зависимости от производительности вычислительного устройства, временной запас может быть перенаправлен на повышение других характеристик системы (к примеру, временной запас можно «конвертировать» в повышение формата изображения, повысив тем самым точность определения пространственных координат очага).

Разработанный метод может применяться к спутниковым, воздушным и наземным изображениям. Различия состоят в изменении значений расчётных парамет-

ров и учёте геометрических размеров сцены. Более того, структурные элементы соответствующей модели измерительной системы (рис. 3) могут взаимодействовать друг с другом в целях повышения точности расчёта координат очага.

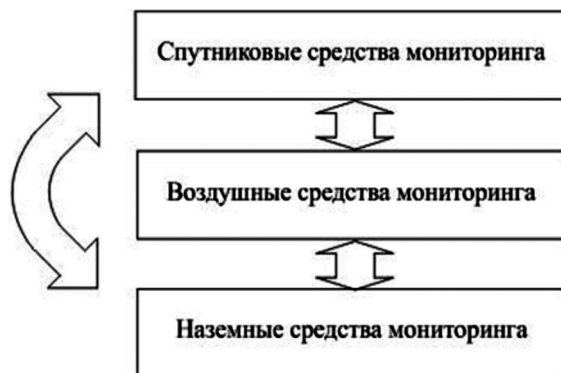


Рис. 3. Структурная схема информационно-измерительной системы на базе разработанного метода

Приведённая структура измерительной системы предполагает использование панорамных спутниковых изображений, сведения которой уточняются воздушными и наземными средствами мониторинга. Возможен также случай, когда работа спутниковых средств корректируется воздушными и наземными средствами по принципу обратной связи.

Отметим, что согласно результатам моделирования, спутниковые изображения, требуют разрешения изображения как минимум в  $1024 \times 768$  точек, в то время как для воздушных и наземных изображений достаточно разрешения в  $320 \times 240$  точек.

Кроме того, может существенно различаться и степень блочной дискретизации изображения (рис. 4). На представленном рисунке спутниковое изображение обрабатывалось с применением поиска очагов по дыму, а воздушное изображение с применением поиска по огню.

Реальные геометрические размеры запечатлённых областей составляют примерно  $750 \times 500$  км для спутниковой съёмки (показаны пожары Сибири) и примерно  $200 \times 150$  м для воздушной съёмки.

Из представленного примера видно, что больший размер блока позволяет точнее находить проекции дыма и огня на уровне изображений. Вместе с тем, на уровне пространства больший размер блока приводит к возрастанию погрешности вычисления вектора пространственных координат самого очага (поскольку на блочном изображении можно указать только блок, но не отдельную точку внутри него).

Возможен также вариант с использованием искусственного приближения или удаления сканируемой области за счёт «наведения фокуса» используемой оптической системы. Однако, в этом случае, каждой конфигурации оптической системы должен соответствовать свой набор блоков опорной базы изображений.

Таким образом, цифровую измерительную систему можно «перенастраивать», используя различные базы опорных изображений. Ограничение состоит только в том, что указанные базы должны быть подготовлены заранее.





а)



б)

Рис. 4. Результаты моделирования метода: а) – спутниковая съёмка; б) – воздушная съёмка

### Заключение

В целом, можно отметить, что разработанный метод позволяет не только идентифицировать проекции лесных пожаров по изображениям огня и дыма, но и приблизительно рассчитывать пространственные координаты самих очагов с учётом режима видеосъёмки и геометрических размеров сцены.

Основным преимуществом предложенного метода является его универсальность, то есть возможность применения в спутниковом, воздушном и наземном режимах видеосъёмки.

Точность работы метода обуславливается использованием сразу двух критериев сходства анализируемых и опорных изображений: цвета и спектра. При этом цвет характеризуется амплитудами гармоник преобразования Фурье, а спектр учитывается характером распределения амплитуд по значениям частот.

Качество идентификации проекций очагов возгорания, согласно результатам моделирования, может до-

стигать примерно 90 % от всех блоков с очагами, а точность пространственных измерений, даже в случае наиболее неблагоприятного сочетания погрешностей, даёт не более 0,75 от соответствующей размерности реального пространственного сегмента, соответствующего найденному блоку на изображении.

### Литература

1. Ситнов С.А. Аэрокосмический мониторинг дымового аэрозоля на европейской части России в период массовых пожаров лесов и торфяников в июле-августе 2010 г. / С.А. Ситнов, Г.И. Горчаков, М.А. Свириденков и др. // Оптика атмосферы и океана – 2012. – Т. 25. № 12 – с. 1062–1076.
2. Антанайтис В. Основы мониторингов лесов / В. Антанайтис // Тарту: Гос. ун-т – 1985. – С. 6–7.
3. Даджион Д. Цифровая обработка многомерных сигналов. / Д. Даджион, Р. Марсеро. – М.: Мир, 1988. – 488 с.
4. Власова Е.А. Ряды: учеб. для вузов. / Е.А. Власова; под ред. В.С. Зарубина, А.П. Крищенко. – 3-е изд. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2006. – 616 с.

## НОВЫЕ КНИГИ

### Витязев С.В. Цифровые процессоры обработки сигналов

Курс лекций – М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2017 г. – 100 с.: ил.

Рассмотрены основы построения архитектур и оптимизации программного обеспечения цифровых сигнальных процессоров. Сформулированы основные задачи цифровой обработки сигналов на сигнальных процессорах. Представлено описание инструментальных и программных средств работы с цифровыми сигнальными процессорами.

Для студентов технических вузов радиотехнических и инфокоммуникационных специальностей, будет полезна преподавателям, читающим соответствующие курсы



## АЛГОРИТМЫ ДВУХЭЛЕМЕНТНОЙ МИКРОФОННОЙ РЕШЕТКИ ДЛЯ ВЫДЕЛЕНИЯ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ В ПРИСУТСТВИИ КОГЕРЕНТНЫХ ПОМЕХ

*Столбов М.Б., к.т.н., доцент кафедры речевых информационных систем Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики, e-mail: stolbov@mail.ifmo.ru;*

*Перелыгин С.В., к.т.н., ассистент кафедры радиотехники и информационных технологий Санкт-Петербургского государственного института кино и телевидения, e-mail: sergey.perelygin@gmail.com.*

## ALGORITHMS OF A TWO-ELEMENT MICROPHONE ARRAY FOR SPEECH ENHANCEMENT IN PRESENCE OF COHERENT INTERFERENCE

*Stolbov M.B., Perelygin S.V.*

*The article addresses the problem of enhancing speech corrupted with additive coherent noise when observations from two microphones are available. Five algorithms for signal processing of microphone array based on a priori information about the directions of sources of target signals and interference are analyzed. A conclusion is made about the expediency of using adaptive versions of algorithms.*

**Key words:** problem of enhancing speech, microphone array, additive coherent noise.

**Ключевые слова:** микрофонные решетки, двухэлементные микрофонные решетки, подавление когерентного шума, формирование нуля диаграммы направленности.

### Введение

Микрофонные решетки (МР) применяются в решении многих задач обработки речевых сигналов:

- Пространственное разделение дикторов.
- Увеличение разборчивости речи в шумовой обстановке.
- Дистанционная запись речевой информации (distant speech acquisition).
- Системы ASR в автомобиле.
- Слух роботов и машин (Machine Listening, Robot audition).
- Автоматическое протоколирование совещаний.
- Киоски с речевым сервисом в общественных местах.
- Hands-free системы речевого управления (hands-free communication).

Двухэлементные микрофонные решетки (МР2) получили широкое применение благодаря своей простоте и возможности компактного размещения. Вопросам обработки сигналов МР2 посвящено большое число работ, например [1-4]. Основными задачами обработки сигналов МР2 является выделение целевых сигналов на фоне диффузного шума и аддитивных когерентных помех [5, 6]. Различают 2 типа архитектуры МР2 – broadside и endfire.

Данная работа посвящена задаче выделения целевого речевого сигнала в присутствии широкополосных когерентных помех с использованием МР2 типа broadside. Целью работы является анализ и сравнение различных алгоритмов обработки сигналов.

*Работа посвящена задаче выделения речевых сигналов в присутствии аддитивных широкополосных когерентных помех с использованием двухэлементной микрофонной решетки с архитектурой broadside. Проанализированы пять алгоритмов обработки сигналов микрофонной решетки в частотной области, основанных на априорной информации о направлениях источников целевого сигнала и помехи. Сделан вывод о целесообразности использования адаптивных версий алгоритмов.*

Для простоты понимания фундаментальных принципов рассмотрен простейший сценарий известного положения двух источников сигналов (целевого и помехи). Пример описания некоторых алгоритмов обработки во временной области для МР2 и двух источников содержится в книге [3]. В данной работе рассматриваются алгоритмы обработки сигналов в частотной области. Общая схема системы представлена на рис. 1.

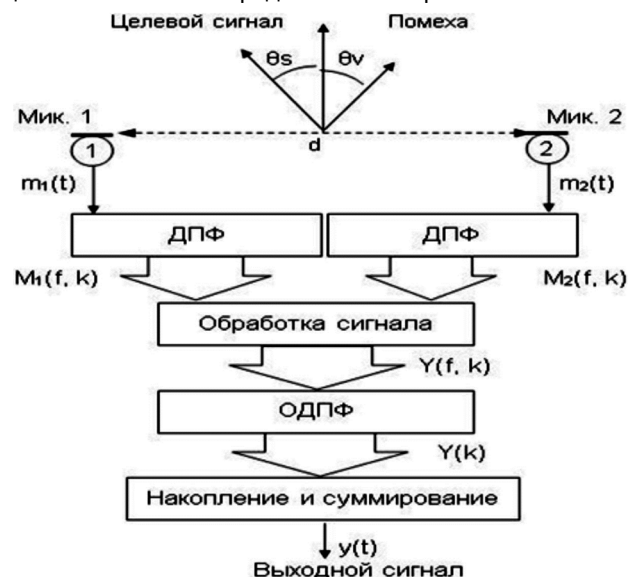


Рис. 1. Схема обработки сигналов МР2 в частотной области

Аналоговые сигналы  $m_1(t)$ ,  $m_2(t)$ , формируемые микрофонами, преобразуются в цифровые сигналы с помощью АЦП с частотой дискретизации  $F_s$ . Далее эти сигналы преобразуются с использованием ДПФ в сигналы  $M_1(f, k)$ ,  $M_2(f, k)$  в частотно-временном представлении (STFT domain), где  $f, k$  – индексы частоты и кадра соответственно.

В следующих разделах рассмотрен ряд алгоритмов обработки сигналов МР2 в частотной области.

### Модель сигнала микрофонной решетки и формулировка задачи

Рассмотрим модель формирования сигналов МР2 в случае прихода сигнала  $X(f, k)$  с направления  $\theta_x$ . Сигналы микрофонов в частотной области на кадре  $k$  могут быть записаны в следующем виде:

$$\mathbf{M}_x(f, k) = [M_1(f, k), M_2(f, k)]^T = X(f, k)\mathbf{D}_x(f),$$

где  $\mathbf{D}_x(f)$  – вектор направления прихода сигнала. В дальнейшем в записи вектора направления и фазовых сдвигов (где это возможно) для краткости индекс частоты будем опускать.

Вектор направления описывает фазовые сдвиги сигналов на микрофонах, возникающие вследствие временных задержек прихода сигнала с указанного направления

$$\mathbf{D}_x = [e^{j\Phi_x}, e^{-j\Phi_x}]^T,$$

где  $\Phi_x$  – фазовые сдвиги сигнала относительно точки центра между микрофонами:

$$\Phi_x = \pi d \cdot f \cdot \frac{\sin(\theta_x)}{c} = \pi d \cdot \frac{\sin(\theta_x)}{\lambda},$$

где  $\theta_x$  – угол направления на источник сигнала относительно оси МР2,  $f$  – частота, соответствующая длине волны  $\lambda$ ,  $d$  – расстояние между микрофонами,  $c$  – скорость звука.

Рассмотрим сценарий двух источников сигналов (целевого сигнала и помехи), поступающих с направлений  $\theta_s$  и  $\theta_v$  соответственно. Вектор сигналов микрофонов может быть записан в следующем виде:

$$\mathbf{M}_x(f, k) = S(f, k)\mathbf{D}_s + V(f, k)\mathbf{D}_v,$$

где  $S(f, k)$  – целевой сигнал,  $V(f, k)$  – помеха,  $\mathbf{D}_s$ ,  $\mathbf{D}_v$  – вектора направления прихода целевого сигнала и помехи.

В общем случае сигналы могут поступать на МР с произвольных направлений. Связь между сигналом  $X(f, k)$  с направления  $\theta_x$  и сигналом  $Y(f, k)$  на выходе МР характеризуется функцией пространственного отклика МР (модулем пространственной передаточной функции) [1]:

$$B(f, \theta_x) = \left| \frac{Y(f, k)}{X(f, k)} \right|.$$

Функция пространственного отклика описывает пространственную селективность МР. Другая характеристика (связанная с функцией пространственного отклика) – диаграмма направленности (ДН), характеризует соотношение мощностей входного и выходного сигналов.

Сформулируем основные требования к схеме обработки сигналов МР.

Во-первых, схема должна быть такой, чтобы пространственный отклик МР в направлении источника целевого сигнала был равен единице, а в направлении помехи – нулю.

Во-вторых, схема обработки сигналов МР не должна чрезмерно усиливать сигналы, поступающие на МР с произвольных направлений, то есть должна быть робастной по отношению к неточности местонахождения источников целевого сигнала и помехи.

Далее рассмотрен ряд алгоритмов обработки сигналов МР2, обеспечивающих выделение целевого сигнала и подавление когерентной помехи, использующих информацию о направлениях прихода целевого сигнала и помехи.

### Алгоритм 1: формирование луча МР в направлении источника целевого сигнала

Пусть источник целевого сигнала расположен в направлении  $\theta_s$  относительно оси МР. Тогда сигналы микрофонов могут быть представлены следующим образом:

$$\mathbf{M}(f, k) = S(f, k) [e^{j\Phi_s}, e^{-j\Phi_s}]^T.$$

Сигнал МР в данном алгоритме вычисляется как взвешенная сумма сигналов микрофонов

$$Y(f, k) = \frac{1}{2} \mathbf{W}^H(f) \mathbf{M}(f, k),$$

где  $(H)$  – символ сопряжения Эрмита.

Для формирования луча МР (основного лепестка ДН) в направлении источника целевого сигнала следует взять следующие весовые коэффициенты:

$$\mathbf{W}_s(f) = [e^{j\Phi_s}, e^{-j\Phi_s}]^T.$$

Комплексные весовые коэффициенты на каждой частоте компенсируют относительные фазовые сдвиги целевого сигнала, поступающего на микрофоны с направления  $\theta_s$ , приводя их сигналы к общей фазе, не меняя амплитуды сигналов. В случае, когда целевой источник расположен на оси МР ( $\theta_s = 0^\circ$ ) оба микрофона принимают одинаковый сигнал, при этом

$$\mathbf{W}_s(f) = [1, 1]^T.$$

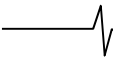
Рассмотрим пространственный отклик МР2 на сигнал  $X(f, k)$ , поступающий с направления  $\theta_x$ . Сигнал на выходе МР будет следующим:

$$\begin{aligned} Y(f, k) &= \frac{1}{2} \mathbf{W}_s^H(f) \mathbf{M}(f, k) = \\ &= \frac{1}{2} X(f, k) [e^{j(\Phi_x - \Phi_s)} + e^{-j(\Phi_x - \Phi_s)}] = \\ &= X(f, k) \cos(\Phi_x - \Phi_s). \end{aligned}$$

Пространственный отклик МР определяется соотношением

$$B(f, \theta_x) = \left| \frac{Y(f, k)}{X(f, k)} \right| = |\cos(\Phi_x - \Phi_s)|.$$

Пространственный отклик сохраняет сигнал с целевого направления и ослабляет сигналы с других направлений в соответствии с диаграммой направленности:  $B(f, \theta_s) = 1$ ,  $B(f, \theta_v) = |\cos(\Phi_v - \Phi_s)|$ . Диаг-



рамма направленности МР2 для алгоритма 1 ( $d = 20$  см,  $\theta_s = 45^\circ$ ) представлена на рис. 2.

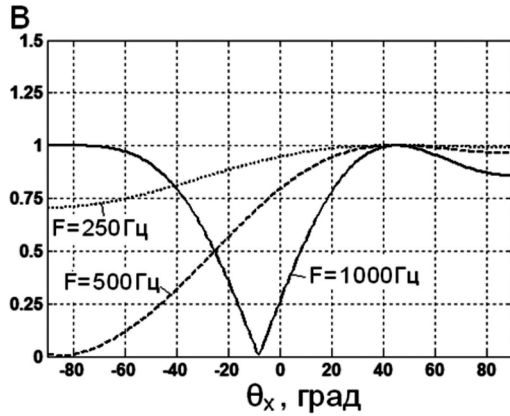


Рис. 2. Диаграмма направленности МР2 для алгоритма 1  
Свойства алгоритма.

– Сигнал с целевого направления сохраняется полностью. Ошибки позиционирования положения целевого источника приводят к незначительному искажению целевого сигнала.

– Помехи поступают на выход МР через боковые лепестки и ослабляются в соответствии с характеристикой диаграммы направленности [5]. Данная схема МР позволяет одновременно подавлять множество когерентных помех, поступающих с различных направлений, отличных от целевого.

– Степень подавления помех в области НЧ и в случае близости угловых направлений источников помехи и целевого сигнала очень незначительная.

## Алгоритм 2: формирование нуля ДН в направлении источника помехи

Известно, что с помощью микрофонной решетки из  $M$  микрофонов можно сформировать единичную функцию пространственного отклика в направлении источника целевого сигнала и до  $(M - 1)$  нулей диаграммы направленности в направлениях источников помех [7]. В данной работе рассмотрены особенности этой схемы для простейшего случая МР2 с известными направлениями источника полезного сигнала и когерентной помехи [8].

Алгоритм основан на таком подборе комплексных коэффициентов фильтров, при котором помеха полностью подавлена, а целевой сигнал полностью сохранен.

Запишем сигналы микрофонов:

$$M1(f, k) = S(f, k)e^{j\Phi_s} + V(f, k)e^{j\Phi_v},$$

$$M2(f, k) = S(f, k)e^{-j\Phi_s} + V(f, k)e^{-j\Phi_v},$$

Взвешивание этих сигналов дает на выходе МР сигнал целевого источника

$$\begin{aligned} Y(f, k) &= W1^*(f)M1(f, k) + W2^*(f)M2(f, k) = \\ &= S(f, k) \left[ W1^*(f)e^{j\Phi_s} + W2^*(f)e^{-j\Phi_s} \right] + \\ &+ V(f, k) \left[ W1^*(f)e^{j\Phi_v} + W2^*(f)e^{-j\Phi_v} \right], \end{aligned}$$

где  $(*)$  – символ комплексного сопряжения.

Условие полного подавления помехи:

$$V(f, k) \left[ W1^*(f)e^{j\Phi_v} + W2^*(f)e^{-j\Phi_v} \right] = 0$$

приводит к следующему решению:

$$W1(f) = e^{-j\Phi_v} / \Delta,$$

$$W2(f) = -e^{j\Phi_v} / \Delta,$$

$$\Delta = e^{j(\Phi_s - \Phi_v)} - e^{-j(\Phi_s - \Phi_v)} = 2 \sin[\Phi_s - \Phi_v] =$$

$$= 2 \sin \left[ \pi d \cdot \frac{\sin \theta_s - \sin \theta_v}{\lambda} \right].$$

Проверка этого соотношения показывает, что на выходе такой МР формируется неискаженный сигнал целевого источника, а помеха полностью подавляется:

$$\begin{aligned} Y(f, k) &= ([S(f, k)e^{j\Phi_s} + V(f, k)e^{j\Phi_v}] \cdot e^{-j\Phi_v} - \\ &- [S(f, k)e^{-j\Phi_s} + V(f, k)e^{-j\Phi_v}] \cdot e^{j\Phi_v}) / \Delta = S(f, k) \end{aligned}$$

Полученное решение соответствует формированию нуля ДН в направлении источника помехи. Сигнал целевого источника, поступающий на выход МР через боковую лепесток ДН, усиливается до необходимого уровня со следующим коэффициентом усиления:

$$G(f) = \frac{1}{\Delta} = \frac{1}{2 \sin(\Phi_s - \Phi_v)}.$$

При определенных условиях величина этого коэффициента становится много больше единицы:  $|G(f)| \gg 1$ , что может привести к значительному усилению сторонних сигналов, приходящих с направлений, отличных от  $\theta_s$  и  $\theta_v$ .

Рассмотрим пространственный отклик МР на сигнал, приходящий с направления  $\theta_x$ .

$$Y(f, k) = X(f, k)W^H(f)Dx.$$

Пространственный отклик МР определяется соотношением:

$$\begin{aligned} B(f, \theta_x) &= |W^H(f)Dx| = \left| \frac{\sin(\Phi_x - \Phi_v)}{\sin(\Phi_s - \Phi_v)} \right| = \\ &= \left| \frac{\sin[\pi d \cdot (\sin \theta_x - \sin \theta_v) / \lambda]}{\sin[\pi d \cdot (\sin \theta_s - \sin \theta_v) / \lambda]} \right|. \end{aligned}$$

Пространственный отклик сохраняет сигнал с целевого направления и формирует ноль в направлении помехи:  $B(f, \theta_s) = 1$ ,  $B(f, \theta_v) = 0$ .

Если направления целевого сигнала и помехи близки ( $\Phi_s = \Phi_v + \delta$ ), то возможно значительное усиление сигналов, поступающих на МР:

$$B(f, \theta_x) = \left| \frac{\sin(\Phi_x - \Phi_v)}{\sin(\delta)} \right|.$$

Диаграмма направленности МР2 для алгоритма 2 ( $d = 20$  см,  $\theta_s = 45^\circ$ ,  $\theta_v = -30^\circ$ ) представлена на рис. 3.

Свойства алгоритма.

– Схема обработки сигналов МР заключается в формировании нуля передаточной функции в направлении помехи и восстановления амплитуды целевого сигнала, прошедшего через боковые лепестки, с помощью его усиления.

– Помимо основного источника помехи возможно присутствие многих других источников, сигналы которых данная МР подавлять не будет.

– В рассмотренной схеме возможно при определенных условиях значительное усиление сигналов, приходящих с направлений, отличных от  $\theta_s$  и  $\theta_v$ .

– Возможным решением проблемы чрезмерного усиления сигналов является ограничение величин весовых коэффициентов [8].

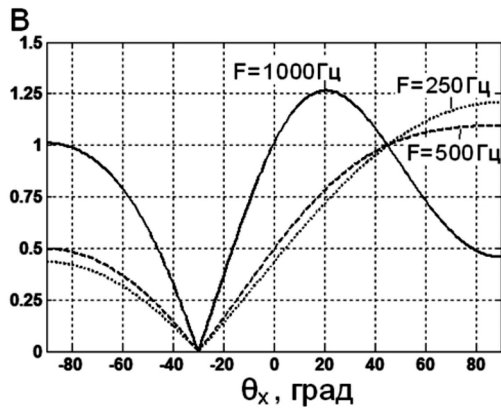


Рис. 3. Диаграмма направленности МР2 для алгоритма 2

**Алгоритм 3: компенсация помехи, поступающей через боковые лепестки ДН**

Рассмотрим схему формирования луча МР в направлении источника целевого сигнала и компенсации помехи, попадающей на выход МР через боковые лепестки ДН. Алгоритм получал название универсального подавителя боковых лепестков (Generalized Side-lobe Canceller, GSC) [9].

Рассмотрим схему с формированием двух сигналов. Основной и опорный сигналы формируются с помощью соответствующего взвешивания сигналов микрофонов.

**Первый сигнал** образуется формированием луча в направлении целевого источника:

$$Y1(f, k) = W_s^H(f) M(f, k) = S(f, k) + V(f, k) \cos(\Phi_v - \Phi_s).$$

В этом сигнале присутствует часть помехи, поступившей через боковые лепестки ДН.

**Второй сигнал** образуется формированием нуля в направлении целевого источника. Ноль может быть сформирован как разностный сигнал микрофонов при формировании луча в направлении целевого источника. Веса такой микрофонной решетки следующие:

$$W_o(f) = [C e^{j\Phi_s}, -C e^{-j\Phi_s}]^T.$$

где  $C$  – произвольная константа (обычно принимают  $C = 1/2$ ).

Сигнал целевого источника с направления  $\theta_s$  в этом случае полностью подавлен. Помеха с направления  $\theta_v$  поступит на выход МР через боковые лепестки ДН:

$$Y2(f, k) = 0 + V(f, k) \sin(\Phi_v - \Phi_s).$$

Сигнал  $Y2$  используется для компенсации помехи в сигнале  $Y1$  и восстановления целевого сигнала:

$$Y(f, k) = Y1(f, k) - H(f) Y2(f, k) = S(f, k) + V(f, k) [\cos(\Phi_v - \Phi_s) - H(f) \sin(\Phi_v - \Phi_s)].$$

Из формулы следует, что для компенсации помехи фильтр  $H(f)$  должен иметь следующую передаточную функцию:

$$H(f) = \frac{\cos(\Phi_v - \Phi_s)}{\sin(\Phi_v - \Phi_s)}.$$

Формула показывает, что для компенсации помехи

сигнал второго канала должен быть преобразован в соответствии с передаточной функцией фильтра  $H(f)$ . Из формулы следует, что при определенных условиях (направления источников сигнала и помехи близки) коэффициенты  $H(f)$  компенсирующего фильтра могут принимать экстремально большие значения.

Оценим пространственный отклик микрофонной решетки.

$Y1(f, k) = X(f, k) \cos(\Phi_x - \Phi_s)$  – сигнал в канале луча.

$Y2(f, k) = 0 + V(f, k) \sin(\Phi_x - \Phi_s)$  – сигнал в канале нуля.

Тогда,

$$Y(f, k) = Y1(f, k) - H(f) Y2(f, k) = X(f, k) \cos(\Phi_x - \Phi_s) - X(f, k) \sin(\Phi_x - \Phi_s) \times \cos(\Phi_v - \Phi_s) / \sin(\Phi_v - \Phi_s).$$

Отсюда следует, что МР имеет следующий пространственный отклик:

$$B(f, \theta_x) = \left| \frac{\cos(\Phi_x - \Phi_s) - \sin(\Phi_x - \Phi_s) \times \cos(\Phi_v - \Phi_s) / \sin(\Phi_v - \Phi_s)}{\cos(\Phi_v - \Phi_s) / \sin(\Phi_v - \Phi_s)} \right|$$

Можно показать, что пространственный отклик для алгоритма 3 совпадает с пространственным откликом алгоритма 2:

$$B(f, \theta_x) = \left| \frac{\sin(\Phi_x - \Phi_v)}{\sin(\Phi_x - \Phi_v)} \right|.$$

Сформированный пространственный отклик сохраняет сигнал с целевого направления и формирует ноль в направлении помехи:  $B(f, \theta_v) = 0, B(f, \theta_s) = 1$ .

Свойства алгоритма.

- Сигнал с целевого направления поступает на выход МР целиком. Возможно полное подавление помехи и полная сохранность целевого сигнала.

- Искажения целевого сигнала могут быть вызваны неполной компенсацией помехи (вследствие неточного позиционирования источника).

- Возможны звуковые артефакты, вызванные чрезмерным усилением помехи в ветви компенсации.

- Возможна адаптивная реализация алгоритма компенсации помехи в отсутствии информации о ее положении.

**Алгоритм 4: формирование нуля ДН в направлении источника помехи при максимальной сохранности целевого сигнала**

Алгоритм для МР из  $M$  микрофонов удовлетворяет следующим условиям [10]:

$$W^H D_v i = 0, \quad i = 1, \dots, K_v;$$

$$W^H D_s \rightarrow \max$$

где  $D_v i, \quad i = 1, \dots, K_v$  – вектора  $K_v$  направлений источников помех размерности  $[M \times 1]$ ,  $D_s$  – вектор направления источника сигнала.

Оптимальный вектор весов, удовлетворяющий заданным условиям, определяется следующим соотношением [10]:

$$W_o = \left[ I_{M \times M} - D_v (D_v^H D_v)^{-1} D_v^H \right] D_s,$$

где  $I_{M \times M}$  – единичная матрица  $[M \times M]$ ,

$$D_v = [D_{v1}, D_{v2}, \dots]^T.$$

Рассмотрим случай МР2.

$$\mathbf{D}_S = [e^{j\Phi_S}, e^{-j\Phi_S}]^T,$$

$$\mathbf{D}_V = [e^{j\Phi_V}, e^{-j\Phi_V}]^T.$$

Оптимальный вектор весов представим в следующем виде:

$$\begin{aligned} W_0 &= \mathbf{D}_S - \mathbf{D}_V \langle \mathbf{D}_V \mathbf{D}_S \rangle / \langle \mathbf{D}_V \mathbf{D}_V \rangle = \\ &= \mathbf{D}_S(f) - \mathbf{D}_V(f) \cos(\Phi_S - \Phi_V) \end{aligned}$$

где  $\langle \rangle$  – символ скалярного произведения векторов.

Таким образом, результирующий вектор весов равен исходному вектору направления на источник сигнала минус проекция этого вектора на вектор направления на источник помехи.

Пространственный отклик МР2 определяется следующим соотношением:

$$B(f, \theta_x) = |\cos(\Phi_S - \Phi_x) - \cos(\Phi_V - \Phi_x) \cos(\Phi_S - \Phi_V)|.$$

Пространственный отклик формирует ноль в направлении помехи и частично ослабляет сигнал с целевого направления:  $B(f, \theta_V) = 0$ ,  $B(f, \theta_S) = \sin^2(\Phi_S - \Phi_V)$ .

Диаграмма направленности МР2 для алгоритма 4 ( $d = 20$  см,  $\theta_S = 45^\circ$ ,  $\theta_V = -30^\circ$ ) представлена на рис. 4.

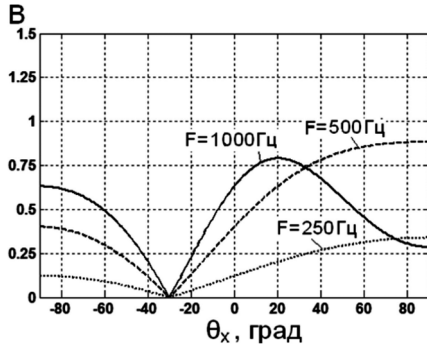


Рис. 4. Диаграмма направленности МР2 для алгоритма 4  
Свойства алгоритма.

– Присутствует искажение целевого сигнала за исключением случая ортогональности векторов направления целевого сигнала и помехи.

– Возникает значительное подавление сигнала при сближении направлений сигнала и помехи в диапазоне низких частот.

#### Алгоритм 5: формирование нуля ДН по критерию MVDR

Частотная реализация метода Minimum Variance Distortionless Response (MVDR) обработки сигналов МР2 рассмотрена в работе [11]. В общем случае данный метод вычисления оптимального весового вектора использует информацию о направлении источника целевого сигнала и информацию о статистике сигналов помехи (вместо информации о направлении прихода помехи).

Рассмотрим этот алгоритм применительно к принятой модели сигнала. Запишем для каждой частоты выход МР:

$$Y(f, k) = \mathbf{W}^H(f) \mathbf{M}(f, k).$$

Оптимальные веса МР являются решением следующей оптимизационной задачи:

$$\text{Min } E \{ |Y(f, k)|^2 \} = \text{Min} [ \mathbf{W}^H(f) \mathbf{R}_{VV}(f) \mathbf{W}(f) ]$$

при условии  $\mathbf{W}^H(f) \mathbf{D}_S(f) = 1$ ,

где  $\mathbf{R}_{VV}(f)$  – ковариационная матрица помехи на микрофонах,  $E\{\}$  – символ математического ожидания.

Ковариационная матрица определяется для каждой частоты следующим соотношением:

$$\mathbf{R}_{VV}(f) = E \{ \mathbf{M}^*(f, k) \mathbf{M}^T(f, k) \}.$$

Решение оптимизационной задачи приводит к следующему соотношению для вектора оптимальных весов [11]:

$$\mathbf{W}_0(f) = \mathbf{R}_{VV}^{-1}(f) \mathbf{D}_S(f) / (\mathbf{D}_S^H(f) \mathbf{R}_{VV}^{-1}(f) \mathbf{D}_S(f) + \sigma),$$

где  $\sigma$  – положительная константа, предохраняющая от деления на ноль.

Обычно корреляционная матрица и оптимальные веса оцениваются по экспериментальным данным. Вычислим оптимальные веса для сценария известного направления прихода помехи. Вектор сигналов микрофонов для этого случая запишем в следующем виде:

$$\mathbf{M}(f, k) = V(f, k) \mathbf{D}_V(f) = V(f, k) [e^{j\Phi_V}, e^{-j\Phi_V}]^T.$$

Тогда **корреляционная матрица** может быть записана в виде:

$$\mathbf{R}_{VV}(f) = P_V(f) \times \begin{bmatrix} 1 & e^{-j2\Phi_V} \\ e^{j2\Phi_V} & 1 \end{bmatrix},$$

где  $P_V(f)$  – спектр мощности помехи.

Матрица  $\mathbf{R}_{VV}(f)$  является вырожденной (определитель равен нулю), поэтому обратной матрицы не существует. Эту проблему можно решить, добавляя к диагональным элементам матрицы регуляризующую константу [11]. Однако, поскольку в формуле для оптимальных коэффициентов обратная матрица присутствует в знаменателе и числителе, можно воспользоваться формальным выражением для обратной матрицы:

$$\mathbf{R}_{VV}^{-1}(f) = \frac{1}{\Delta(f)} \begin{bmatrix} 1 & -e^{j2\Phi_V} \\ -e^{-j2\Phi_V} & 1 \end{bmatrix}.$$

Тогда вектор оптимальных коэффициентов для известного направления прихода целевого сигнала может быть записан в следующем виде:

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_0(f) &= \mathbf{R}_{VV}^{-1}(f) \mathbf{D}_S(f) / (\mathbf{D}_S^H(f) \mathbf{R}_{VV}^{-1}(f) \mathbf{D}_S(f)) = \\ &= [e^{j\Phi_S} - e^{-j(\Phi_S - 2\Phi_V)}, e^{-j\Phi_S} - e^{j(\Phi_S - 2\Phi_V)}]^T / 4 \sin^2(\Phi_S - \Phi_V). \end{aligned}$$

Можно показать, что МР имеет следующий пространственный отклик:

$$B(f, \theta_x) = \left| \frac{\cos(\Phi_x - \Phi_S) - \cos(\Phi_x + \Phi_S - 2\Phi_V)}{2 \sin^2(\Phi_S - \Phi_V)} \right| =$$

$$= \left| \frac{\sin(\Phi_x - \Phi_V)}{\sin(\Phi_S - \Phi_V)} \right|.$$

Таким образом, пространственный отклик для алгоритма 5 совпадает с пространственным откликом алгоритма 2. Сформированный пространственный отклик сохраняет сигнал с целевого направления и формирует ноль в направлении помехи:  $B(\theta_V, f) = 0$ ,  $B(\theta_S, f) = 1$ .

Отметим еще одно интересное свойство алгорит-

Таблица 1. Свойства алгоритмов обработки

Алгоритмы	Достоинства	Ограничения
Алгоритм 1	Одновременно могут быть подавлены когерентные помехи с разных направлений. Информация о положении источника помехи не используется, источник может перемещаться.	Степень подавления помех ограничена диаграммой направленности (шириной главного лепестка и уровнем боковых лепестков). Степень подавления помех в диапазоне НЧ незначительная.
Алгоритм 2	Возможность полного подавления помехи в известном направлении и выделение целевого сигнала с известного направления.	Невозможность восстановления целевого сигнала на частотах, соответствующих нулевой амплитуде ДН. Сложность адаптивной реализации алгоритма. Возможны звуковые артефакты, вызванные чрезмерным усилением сигналов с некоторых направлений. Необходима информация о положении источников как сигнала, так и помехи.
Алгоритм 3	Целевой сигнал искажен только помехами, поступающими через боковые лепестки. Полное подавление помехи после ее компенсации. Возможность адаптивной реализации алгоритма.	Возможны звуковые артефакты, вызванные чрезмерным усилением помехи в ветви компенсации.
Алгоритм 4	Полное подавление помехи в известном направлении.	Ослабление и искажение целевого сигнала за исключением случая ортогональности направлений прихода целевого сигнала и помехи. Значительное подавление целевого сигнала при сближении направлений прихода сигнала и помехи. Увеличение подавления целевого сигнала в диапазоне низких частот.
Алгоритм 5	Полное подавление помехи с направления ее прихода и полное выделение целевого сигнала с известного направления. Возможность адаптивной реализации алгоритма.	Возможны звуковые артефакты, вызванные чрезмерным усилением сигналов с некоторых направлений.

ма 5. Если на микрофонах присутствуют только независимые шумы  $R_{vv}(f) = \sigma_n^2 \mathbf{I}$ , то оптимальные веса будут такими же, как у МР с алгоритмом 1:

$$W_o(f) = \mathbf{I}^{-1}(f) \mathbf{D}_s(f) / (\mathbf{D}_s^H(f) \mathbf{I}^{-1}(f) \mathbf{D}_s(f)) = \mathbf{D}_s(f) / (\mathbf{D}_s^H(f) \mathbf{D}_s(f)) = \mathbf{D}_s(f) / 2.$$

Свойства алгоритма.

– Оптимальные веса обеспечивают подавление помехи с заданного направления и единичный отклик МР в направлении источника целевого сигнала.

– Пространственный отклик для данного алгоритма совпадает с пространственным откликом алгоритма 2.

#### Сравнение алгоритмов

Результаты сравнения алгоритмов приведены в табл. 1.

#### Заключение

Рассмотрены алгоритмы выделения целевого сигнала с заданного направления в присутствии аддитивной когерентной помехи с известного направления. Проведенный анализ показывает, что с помощью подстройки комплексных весовых коэффициентов фильтров сигналов микрофонов обеспечивается выделение целевого сигнала и подавление помехи. Практическая обработка сигналов не может быть основана на столь подробной информации о расположении и характере источников сигналов. Другим ограничением является сценарий статичной обстановки (источники сигнала и помехи не могут перемещаться). Эти ограничения могут быть преодолены в адаптивных алгоритмах, когда информация о сигнале и помехе оценивается из поступающих на микрофоны сигналов. В основу адаптивных алгоритмов могут быть положены алгоритмы 3, 5. Представленные результаты могут быть полезны для разработки схем

обработки сигналов микрофонных решеток с большим числом микрофонов.

#### Литература

- Brandstein M. and Ward D. (Eds.). Microphone Arrays: Signal Processing Techniques and Applications. – Heidelberg, Germany: Springer-Verlag, 2001.
- Benesty J. and Chen J. Study and Design of Differential Microphone Arrays. – Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2013.
- Benesty J. Chen J. Huang Y. Microphone Array Signal Processing. – Springer, 2008, 250 p.
- Монзинго Р.А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки. – М.: Радио и связь, 1986, 448 с.
- Fischer S., Kammeyer K., and Simmer K. Adaptive Microphone Arrays for Speech Enhancement in Coherent and Incoherent Noise Fields. Proc. 3rd meeting of the Acoustical Society of America and the Acoustical Society of Japan, 1996, pp.1-30.
- Buck M., et al. A Compact Microphone Array System with Spatial Post-Filtering Automotive Applications. Proc. ICASSP 2009, pp. 221-224.
- Li M. Advanced array processing techniques and systems // International Journal of Computer Research, 2009, v.17 (4). pp. 381-414.
- Кривошейкин А.В., Перелыгин С.В. Микрофонная решетка для реализации направленной акустической антенны // Изв. вузов. Приборостроение. 2015. Т. 58. № 3. С. 221-225.
- Dillon H. Background noise – the problem and some solutions, National Acoustic Laboratories (NAL), CRC for Cochlear Implant and Hearing Aid Innovations.
- Gaokar R., Cheeran A. Performance analysis of beamforming algorithms // International Journal of Electronics and Communication Technology. 2011. V. 2. N 1. pp. 43–48.
- Lockwood M. et al. Performance of time- and frequency-domain binaural beamformers based on recorded signals from real rooms. J. Acoust. Soc. Am. 115 (1), January 2004, pp.379-391.

## АНАЛИЗ УСТОЙЧИВОСТИ ДВУХКАСКАДНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ УЗКОПОЛОСНОГО ЦИФРОВОГО ФИЛЬТРА В КЛАССЕ БИХ-ЦЕПЕЙ

*Витязев В.В., д.т.н., зав. кафедрой телекоммуникаций и основ радиотехники Рязанского государственного радиотехнического университета (РГРТУ), e-mail: vityazev.v.v@rsreu.ru;*

*Горюшкин Р.С., н.с., аспирант кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники РГРТУ, e-mail: rus.gorushkin@gmail.com.*

### STABILITY ANALYSIS OF TWO-STAGE DIGITAL IIR-FILTER REALIZATION

*Vityazev V.V., Goriushkin R.S.*

*This article is devoted to the stability problem of filters with infinity impulse response (IIR-filters). The goal of this research is to analyze the dependence of IIR-filters two-staged realization stability on the narrowband coefficient and squareness ratio. And also comparison of cascade structure with non-cascade. The results of modeling in Matlab+Simulink are also considered.*

**Key words:** digital signal processing, multirate signal processing, narrowband IIR-filter, forming filter, modeling.

**Ключевые слова:** узкополосный БИХ-фильтр, децимация, интерполяция, импульсная характеристика, гребенчатый фильтр, сглаживающий фильтр, устойчивость.

#### Введение

Известно, что основным недостатком и ограничивающим фактором широкого применения цифровых фильтров с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ-фильтров) является проблема неустойчивости их работы, которая проявляется в значительной степени при проектировании узкополосных фильтров. С приближением полюсов передаточной функции фильтра к единичной окружности  $Z$ -области и уменьшением расстояния между ними многократно возрастает их чувствительность к неточному представлению коэффициентов фильтра. В результате, в лучшем случае, в значительной степени ухудшаются свойства частотной избирательности, а в худшем – полюсы выходят из единичного круга, и фильтр становится неустойчивым. Традиционный путь решения этой проблемы – переход к каскадной реализации, в форме последовательного соединения БИХ-звеньев первого и второго порядков. Но он не всегда дает желаемый результат и требует пересчета коэффициентов передаточной функции цифрового фильтра заданного семейства (Баттерворта, Чебышева, Золоторева и др.) на множество звеньев малого порядка.

В начале 80-х прошлого столетия был предложен новый подход [1] к решению данной проблемы, который предполагал использование цифровых гребенчатых фильтров (ЦГФ), отличающихся (как было установлено теоретически) высокой степенью устойчивости и стабильности частотных характеристик к ошибкам квантования коэффициентов.

Целью настоящих исследований является экспериментальное подтверждение установленных ранее теоретических выводов и заключений путем моделирования поведения полюсов передаточной функции ЦГФ при

*Проводится анализ устойчивости двухкаскадной реализации узкополосного цифрового БИХ-фильтра, построенного с применением децимации и интерполяции импульсной характеристики, в зависимости от показателей узкополосности и прямоугольности его амплитудно-частотной характеристики. Приводятся результаты моделирования в среде MATLAB.*

различной разрядности представления коэффициентов. Ставится и решается задача анализа устойчивости двухкаскадной структуры, включающей в себя цифровой гребенчатый и сглаживающий БИХ-фильтры. Производится анализ устойчивости структуры при изменяющихся показателях узкополосности и прямоугольности реализуемой АЧХ. А также сравнение последовательного соединения ЦГФ и цифрового сглаживающего фильтра (ЦСФ) с некаскадным представлением БИХ фильтра с аналогичными частотными характеристиками.

#### Цифровые гребенчатые БИХ-фильтры

Для гребенчатого фильтра  $M$ -го порядка ( $M$  – целое число, кратное коэффициенту прореживания импульсной характеристики  $\nu$ ), синтезируемого в классе БИХ-цепей по некаскадной форме, последовательность выходных данных вычисляется по алгоритму

$$y(nT) = \sum_{r=0}^{N_1=N/\nu} b_r x[(n-\nu r)T] - \sum_{k=1}^{M_1=M/\nu} a_k y[(n-\nu k)T],$$

графически отображенному в виде структурной схемы фильтра, представленной на рис. 1. Здесь  $a_k$ ,  $b_r$  – коэффициенты фильтра, определяемые из синтеза базового НЧ фильтра  $M_1$ -го порядка по заданным свойствам частотной избирательности гребенчатого фильтра.

Переход к другим формам построения структуры ЦГФ выполняется по структуре базового НЧ фильтра путем простой замены элементов задержки  $z^{-1}$  на элементы задержки  $z^{-\nu}$ . При этом емкость памяти данных увеличивается в  $\nu$  раз. Это определяет «плату» за возможность одновременной фильтрации  $\nu$  полос входно-



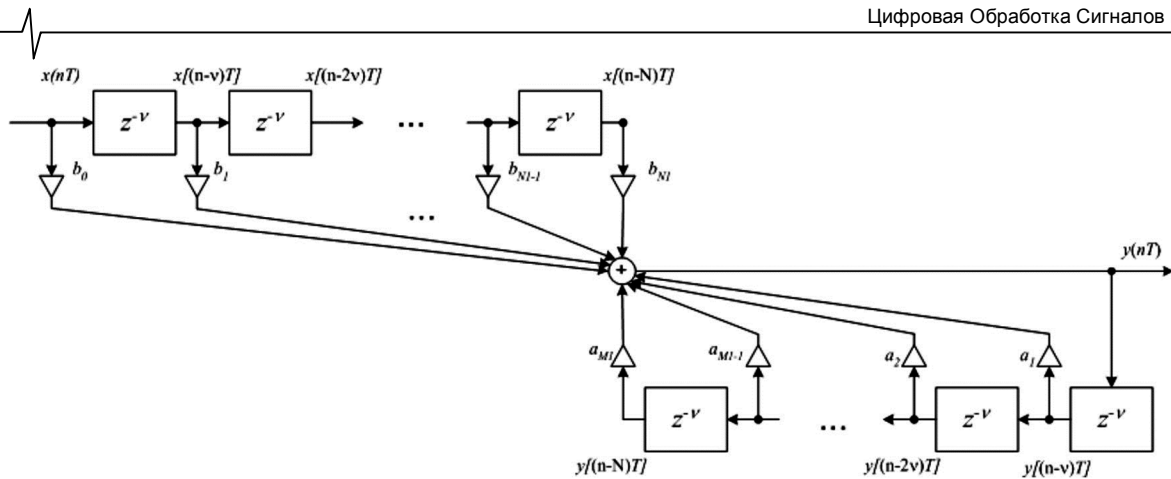


Рис. 1. Некаскадная форма гребчатого БИХ-фильтра

го сигнала с шириной полосы пропускания, в  $v$  раз меньшей по отношению к полосе пропускания базового НЧ фильтра. Покажем, что  $v$ -кратное сужение полосы пропускания гребчатого фильтра вместе с тем не приводит к дополнительным потерям по отношению к базовому НЧ фильтру, связанным с эффектами конечной разрядности представления чисел, что является определяющим фактором при построении узкополосных фильтров в классе БИХ-цепей.

свойства соответствующего ЦГФ, выполняется с помощью подстановки  $w = z^v$ . При этом полюсы  $z_{k,l}$ ,  $k = \overline{1, M_1}$ ;  $l = \overline{0, (v-1)}$ , передаточной функции проектируемого ЦГФ связаны с полюсами  $w_k$ ,  $k = \overline{1, M_1}$ , передаточной функции базового НЧ фильтра  $M_1$ -го порядка соотношением (рис. 2)

$$z_{k,l} = \omega_k^{1/v} e^{j \frac{2\pi l}{v}} \tag{1}$$

или с учетом представлений

$$z_{k,l} = r_{k,l} e^{j\omega_{k,l}}; \quad \omega_{k,l} = R_k e^{j\Omega_k}$$

совокупностью выражений

$$r_{k,l} = R_k^{1/v}; \quad \omega_{k,l} = \Omega_k / v + 2\pi l / v, \quad l = \overline{0, (v-1)},$$

где  $(r_{k,l}, \omega_{k,l})$  и  $(R_k, \Omega_k)$  – полярные координаты  $k$ -го полюса соответственно ЦГФ и базового НЧ фильтра;  $l$  – порядковый номер периодической последовательности полюсов ЦГФ.

Таким образом, плотность полюсов ЦГФ в области частот  $l$ -й полосы пропускания увеличивается в  $v$  раз по отношению к базовому НЧ фильтру. Пропорционально значению параметра  $v$  увеличивается и смещение полюсов ЦГФ к единичной окружности  $Z$ -области. Однако, как было показано в [2], чувствительность полюсов к изменению коэффициентов гребчатого фильтра приблизительно в  $v^{M_1}$  раз меньше чувствительности полюсов узкополосного фильтра  $M_1$ -го порядка, проектируемого по обычной некаскадной структуре. При этом обеспечивается равенство относительного смещения полюсов базового НЧ фильтра и ЦГФ.

**Моделирование «нуль-полюсных» диаграмм цифровых БИХ-фильтров**

Исследование устойчивости работы БИХ-фильтров проводилось на частных примерах, путем построения и анализа «нуль-полюсных» диаграмм базового НЧ фильтра, гребчатого фильтра и соответствующего однополосного фильтра, реализуемого по канонической некаскадной форме [3].

**Пример 1.** Пусть проектируется фильтр Баттерворта со следующими параметрами частотной избирательности. Частота среза полосы пропускания  $f_{pass} = 1000$  Гц, частота среза полосы непропускания (заграждения)

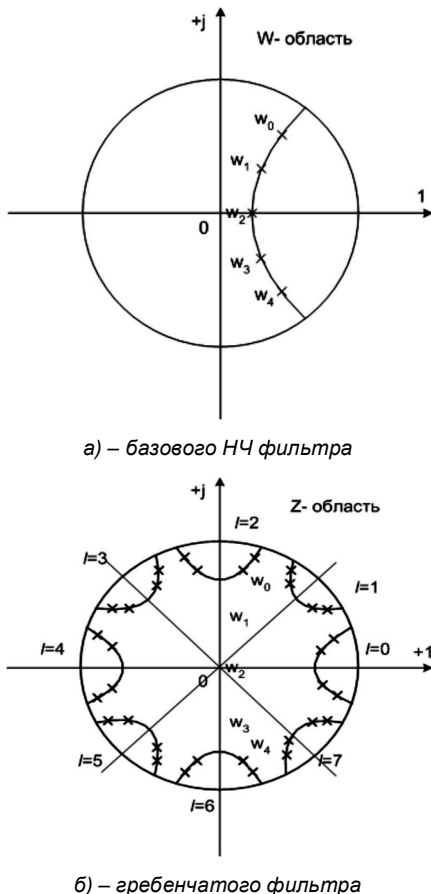
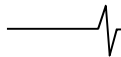


Рис. 2. Положение полюсов передаточной функции

Пусть  $H^*(w^{-1})$  – передаточная функция базового НЧ фильтра, синтезируемого в  $W$ -области, связанной с  $Z$ -областью отображением  $w = z^v$ . Переход от передаточной функции  $H^*(w^{-1})$  к передаточной функции  $H_{Г.Ф.}(z^{-1})$ , описывающей в  $Z$ -области динамические



$f_{stop} = 2000$  Гц, значение спада частотной характеристики в полосе пропускания (на частоте среза полосы пропускания) – 3 дБ, допустимый уровень затухания в зоне заграждения не менее 40 дБ, частота дискретизации входного сигнала  $f_s = 10$  кГц. Как показал расчет порядка и коэффициентов БИХ-фильтра Баттерворта в пакете MATLAB, минимально достаточный порядок фильтра  $M = 6$ .

Фильтр не является узкополосным и в дальнейшем используется как базовый НЧ. Цель исследований – экспериментальное подтверждение прямой зависимости устойчивости гребенчатых фильтров от устойчивости соответствующего базового НЧ фильтра.

На рис. 3 представлена карта нулей и полюсов базового НЧ фильтра с неквантованными значениями коэффициентов (полюсы обозначены косыми крестиками) и квантованными 16-ю битами (прямые крестики) и 8-ю битами (звездочки). Рис. 4. и рис. 5, а иллюстрирует устойчивую работу гребенчатого фильтра с коэффициентом децимации  $\nu = 5$  при точном и 16-битовом представлении весовых коэффициентов, а рис. 5, б – неустойчивую работу при 8-битовом ограничении.

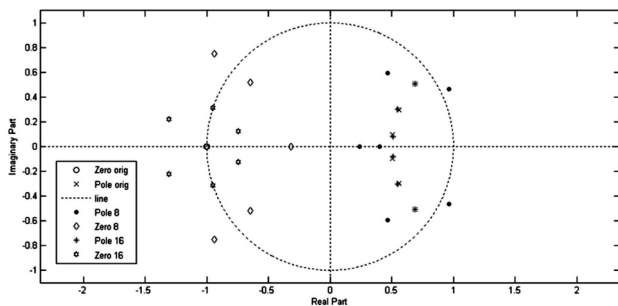


Рис. 3. Карта нулей и полюсов базового НЧ фильтра

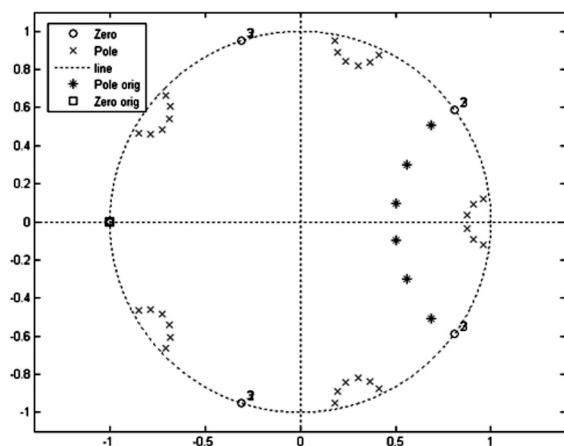
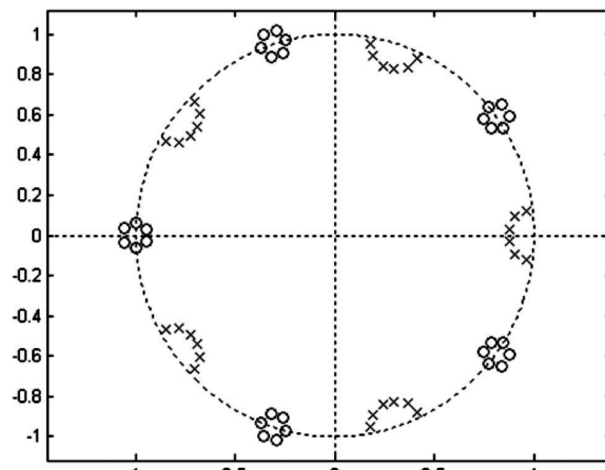


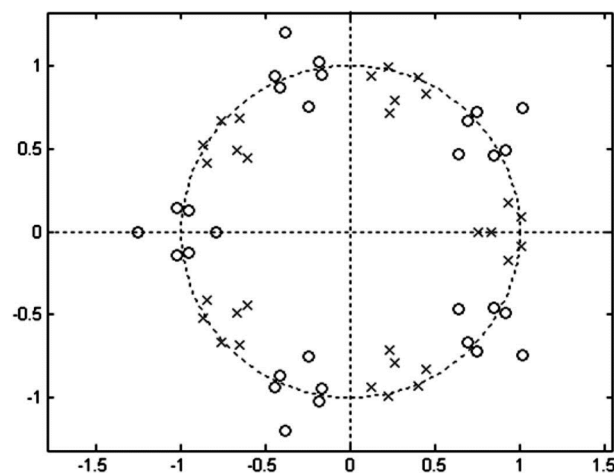
Рис. 4. Карта нулей и полюсов базового НЧ фильтра и гребенчатого фильтра с коэффициентом децимации  $\nu = 5$

**Пример 2.** Пусть проектируется фильтр Баттерворта со следующими параметрами частотной избирательности. Частота среза полосы пропускания  $f_{pass} = 200$  Гц, частота среза полосы непропускания (заграждения)  $f_{stop} = 400$  Гц, значение спада частотной характеристики в полосе пропускания (на частоте среза полосы пропускания) – 3 дБ, допустимый уровень затухания в зоне заграждения не менее 40 дБ, частота дискретизации входного сигнала  $f_s = 10$  кГц. Как показал расчет порядка и коэффициентов БИХ-фильтра Баттерворта в пакете MATLAB, минимально

достаточный порядок фильтра  $M = 7$ .



а) квантованный коэффициент – 16 бит

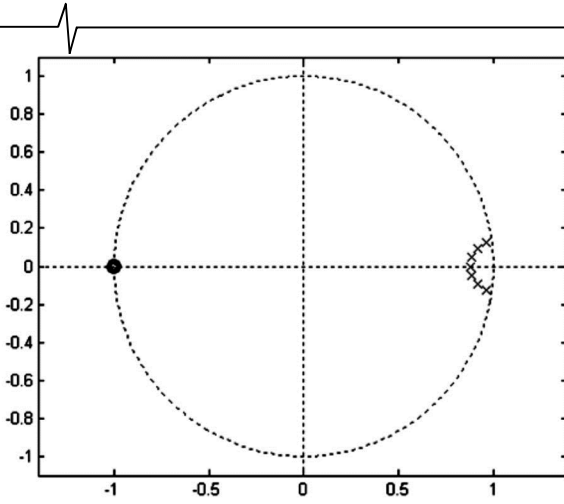


б) квантованный коэффициент – 8 бит

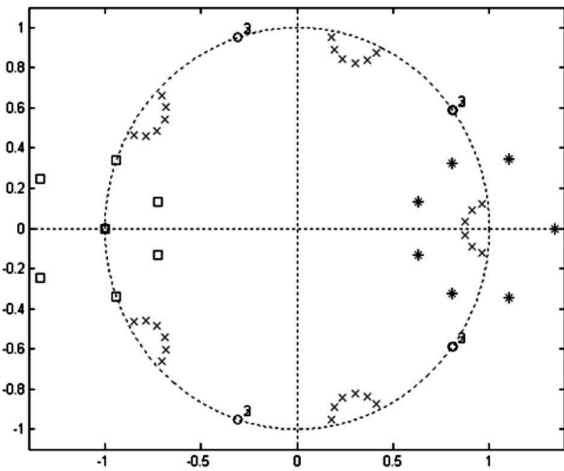
Рис. 5. Карта нулей и полюсов гребенчатого фильтра  $\nu = 5$

Фильтр является узкополосным: ширина полосы пропускания в 25 раз меньше всей полосы рабочих частот от нуля до 5 кГц. Поэтому полюсы передаточной функции однополосного фильтра, строго занимающие свое фиксированное положение на малом эллипсе внутри единичного круга, при точных значениях коэффициентов (рис. 6, а, крестики), «рассыпаются» уже при 16-разрядном представлении (рис. 6, б, звездочки). В тоже время, использование ЦГФ с теми же параметрами частотной избирательности в основной полосе пропускания (в окрестности нулевой частоты), но имеющего дополнительно 4 боковых полосы, обусловленные периодичностью частотных характеристик и самой передаточной функции гребенчатого фильтра кратности  $\nu = 5$ , сохраняет устойчивое фиксированное положение полюсов при 16-разрядном представлении коэффициентов (рис. 6, б).

Представленные примеры носят частный характер и лишь частично подтверждают выдвинутые ранее теоретические положения. В рассмотренных примерах задавались относительно нестрогие требования к частной избирательности узкополосного фильтра: подавление в зоне непрозрачности всего 40 дБ, а, следовательно, и требования к точности представления весовых коэффициентов не столь значительны.



а) – передаточной функции однополюсного фильтра (точное представление)



б) – передаточной функции однополюсного (звездочки) и гребенчатого (крестики) фильтров

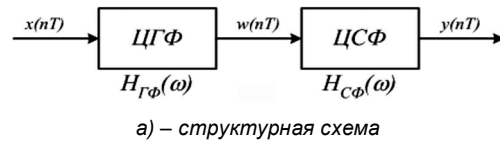
Рис. 6. «Нуль-диаграмма»

Проведенный анализ чувствительности полюсов гребенчатого фильтра к уходу коэффициентов показывает, что проявление эффектов конечной разрядности чисел может быть полностью описано по аналогичным эффектам, возникающим в структуре базового НЧ фильтра. Плотность полюсов базового НЧ фильтра в  $\nu$  раз меньше по отношению к плотности полюсов узкополосного фильтра при одновременном увеличении их удаленности от единичной окружности. Следовательно, многократно уменьшается влияние эффектов конечной разрядности чисел на точность воспроизведения частотных характеристик гребенчатого фильтра по отношению к однополюсному фильтру. Именно это замечательное свойство гребенчатых фильтров является определяющим фактором с позиции построения малозагрязненных структур узкополосных фильтров в классе БИХ-цепей на основе каскадного соединения ЦГФ и сглаживающих фильтров [1, 2].

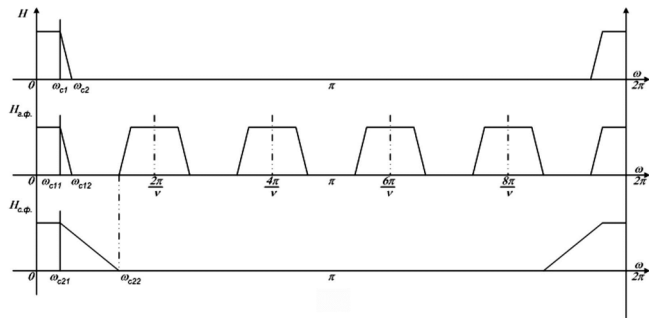
**Двухкаскадная реализация узкополосного БИХ-фильтра**

Структуру проектируемого НЧ фильтра с желаемой характеристикой  $H(\omega)$  представим в виде последовательного соединения гребенчатого фильтра ЦГФ с периодической частотной характеристикой  $H_{ГФ}(\omega)$ , составляющие которой в диапазоне рабочих частот

$0 \leq \omega \leq 2\pi$  повторяют  $\nu$  раз свойства частотной избирательности узкополосного НЧ фильтра, и сглаживающего фильтра ЦСФ с функцией передачи  $H_{СФ}(\omega)$ , который выделяет основной лепесток, расположенный в окрестности нулевой частоты из совокупности боковых составляющих на выходе ЦГФ (рис. 7).



а) – структурная схема



б) – частотные характеристики отдельных каскадов

Рис. 7. Двухкаскадная реализация НЧ фильтра

Синтез двухкаскадной структуры, представленной на рис. 7, прежде всего связан с реализацией гребенчатого фильтра. Построение гребенчатого БИХ-фильтра с требуемыми характеристиками частотной избирательности начинается с синтеза базового НЧ фильтра, частота дискретизации сигнала, на входе которого равна интервалу периодичности частотной характеристики проектируемого ЦГФ, и последующей замены элементов задержки  $z^{-1}$  на  $z^{-\nu}$  [2, 4]. Как было сказано выше, чувствительность полюсов цифрового гребенчатого фильтра, уход которых от расчётного положения в конечном итоге определяет точность воспроизведения желаемых частотных характеристик приблизительно в  $\nu^{M-1}$  раз меньше, чем чувствительность полюсов фильтра, построенного по некаскадной схеме.

В то же время чувствительность полюсов сглаживающего фильтра также значительно меньше, чем чувствительность полюсов БИХ-фильтра, реализующего требуемые свойства частотной избирательности по некаскадной структуре. Это происходит из-за того, что мера чувствительности полюсов в значительной степени зависит от порядка  $M$  проектируемого БИХ-фильтра, а порядок ЦСФ заметно уменьшается с расширением переходной зоны амплитудно-частотной характеристики.

**Экспериментальные исследования**

Анализ устойчивости двухкаскадной реализации производился путём построения связки из двух БИХ-фильтров (гребенчатого и сглаживающего) и эквивалентного НЧ-фильтра с аналогичными частотными характеристиками и их последующего сравнения.

Для сравнения строились фильтры с фиксированными значениями неравномерности АЧХ в полосе пропускания исследуемых фильтров, значением подавления в полосе непропускания и коэффициента прямоугольности АЧХ, которая может быть представлена следующим выражением

$$\alpha = \frac{f_{c1}}{f_{c2} - f_{c1}},$$

где  $f_{c1}$  – частота среза полосы пропускания,  $f_{c2}$  – частота среза зоны непрозрачности.

Для анализируемых структур менялось значение коэффициента узкополосности:

$$\beta = \frac{f_d}{f_{c1}},$$

где  $f_d$  – частота дискретизации входного сигнала.

Построение каждого отдельного фильтра проводилось в среде Matlab.

Рассмотрим НЧ-фильтр Баттерворта со следующими параметрами: частота дискретизации входного сигнала  $f_d = 10$  кГц, подавление в полосе непропускания  $A_{stop} = 80$ дБ, уровень неравномерности в зоне пропускания  $A_{pass} = 0,01$  и показатель прямоугольности АЧХ  $\alpha = 1$ .

Были спроектированы фильтры Баттерворта с различными значениями коэффициента узкополосности:  $\beta = 10 \dots 1000$ . Значения частот среза и порядки полных НЧ-фильтров приведены в табл. 1.

Таблица 1.

$\beta$	10	20	40	50	100	200	250
$f_{c1}$	1000	500	250	200	100	50	40
$f_{c2}$	2000	1000	500	400	200	100	80
$M$	16	18	×	×	×	×	×
$c_{16}$	×	×	×	×	×	×	×
$c_{32}$	✓	×	×	×	×	×	×

Здесь  $M$  – требуемый порядок фильтра Баттерворта. Знаками «×» обозначена невозможность построения устойчивого фильтра при заданных характеристиках, а знаками «✓» – успешная реализация фильтра. В данном случае максимальный коэффициент узкополосности, при котором возможно построение БИХ-фильтра по прямой форме реализации  $\beta_{max} = 20$ . В этом случае коэффициенты фильтра представлены в формате с плавающей точкой и с использованием максимально возможной в пакете Matlab разрядностью. Однако, при ограничении точности представления коэффициентов до 32 бит (с32) расчёт устойчивого фильтра с заданными характеристиками возможен только до значения  $\beta_{max} = 10$ , а при ограничении до 16 бит ( $c_{16}$ ) – невозможен (табл. 1).

В табл. 2 приведены результаты реализации фильтров Баттерворта с теми же параметрами по двухкаскадной форме структуре, которая включает в себя гребенчатый и сглаживающий фильтры Баттерворта. При этом показатель периодичности АЧХ цифрового гребенчатого фильтра  $\nu$  изменялся исходя из условия минимизации порядка сглаживающего фильтра.

Таблица 2.

$\beta$	10	20	40	50	100	200	250
$f_{c1}$	1000	500	250	200	100	50	40
$f_{c2}$	2000	1000	500	400	200	100	80
$N$	2	4	5	10	10	20	40
$M_{\text{сф}}$	9	9	14	9	9	11	12
$c_{16}$	✓	✓	×	×	×	×	×

В табл. 2 приведены порядки базовых фильтров. При этом значения порядков сглаживающих фильтров находятся в пределах  $N = 9 \dots 12$ . Можно видеть, что вплоть до значения показателя узкополосности  $\beta = 250$  сохраняется возможность построения устойчивого фильтра с бесконечной импульсной характеристикой даже при ограничении разрядности коэффициентов фильтра до 32 бит. При ограничении до 16 бит возможна реализация вплоть до  $\beta = 20$ .

На рис. 8 представлен пример АЧХ гребенчатого фильтра Баттерворта, а на рис. 9 – АЧХ связи гребенчатого и сглаживающего фильтров для  $\beta = 100$ .

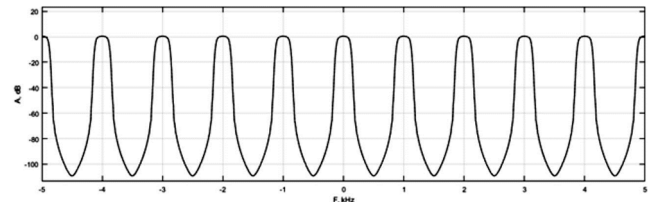


Рис. 8. Частотная характеристика ЦГФ Баттерворта

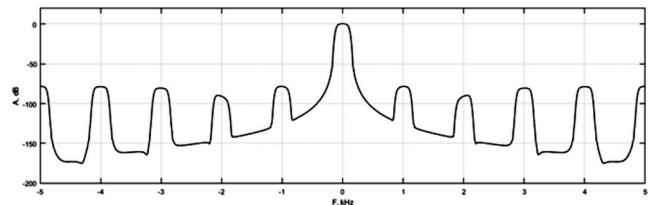


Рис. 9. Частотная характеристика связи ЦГФ и ЦСФ

Аналогичным образом были проанализированы свойства устойчивости эллиптических НЧ-фильтров. Произведён расчёт фильтров с теми же характеристиками, которые использовались для построения фильтров Баттерворта: частота дискретизации входного сигнала  $f_d = 10$  кГц, подавление в полосе непропускания  $A_{stop} = 80$ дБ, уровень неравномерности АЧХ в полосе пропускания  $A_{pass} = 0,01$  и показатель прямоугольности АЧХ  $\alpha = 1$ . Результаты анализа сведены в табл. 3.

Таблица 3.

$\beta$	10	20	40	50	100	200	250	400
$f_{c1}$	1000	500	250	200	100	50	40	25
$f_{c2}$	2000	1000	500	400	200	100	80	50
$M$	7	7	7	7	7	7	7	×
$c_{16}$	✓	×	×	×	×	×	×	×
$c_{32}$	✓	✓	×	×	×	×	×	×

Как можно заметить, эллиптический фильтр позволяет реализовать фильтры с показателем узкополосности  $\beta < 250$ , однако при значениях выше 250 – реализация устойчивого фильтра становится невозможной. При ограничении разрядности представления коэффициентов реализации устойчивого БИХ-фильтра с заданными параметрами частотной избирательности сокращается до значений показателя узкополосности  $\beta = 20$  при 32 битах и  $\beta = 10$  – при 16 битах.

В табл. 4 представлены результаты анализа устойчивости двухкаскадной структуры эллиптического фильтра.

Как видно из таблицы, двухкаскадная реализация эллиптического фильтра позволяет построить более узкополосную структуру. Значение порядков сглаживающих фильтров при этом не превышает 7.

На рис. 10 представлен пример АЧХ эллиптического гребенчатого фильтра, а на рис. 11 – АЧХ связки гребенчатого и сглаживающего фильтров для  $\beta < 400$ .

Таблица 4.

$\beta$	10	20	40	50	100	200	250	400
$f_{c1}$	1000	500	250	200	100	50	40	25
$f_{c2}$	2000	1000	500	400	200	100	80	50
$\nu$	2	4	4	4	4	4	4	4
$M_{\text{обф}}$	5	5	7	5	5	5	5	7
$c_{16}$	✓	✓	✗	✗	✗	✗	✗	✗
$c_{32}$	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✗	✗

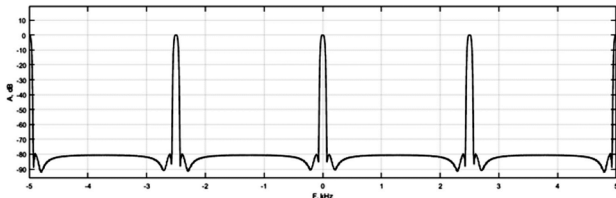


Рис. 10. Частотная характеристика эллиптического ЦГФ

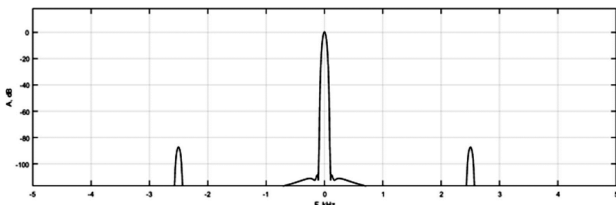


Рис. 11. Частотная характеристика связки ЦГФ и ЦСФ

Эллиптический фильтр позволяет достичь устойчивой работы даже при высоких значениях показателя узкополосности  $\beta$ . При расчётах использовалось достаточно низкое значение коэффициента прямоугольности частотной характеристики  $\alpha = 1$ . При увеличении показателя прямоугольности  $\alpha$  до значения 10, при неизменных остальных параметрах, максимально достижимое значение  $\beta_{\text{max}} = 20$  для прямой формы реализации эллиптического фильтра (табл. 5).

Таблица 5.

$\beta$	10	20	40	50	100	200	250	400
$f_{c1}$	1000	500	250	200	100	50	40	25
$f_{c2}$	1100	550	275	220	110	55	44	27
$M$	13	13	✗	✗	✗	✗	✗	✗
$c_{16}$	✗	✗	✗	✗	✗	✗	✗	✗
$c_{32}$	✗	✗	✗	✗	✗	✗	✗	✗

В данном случае ограничение разрядности коэффициентов до 32 бит не позволяет реализовать устойчивый фильтр при заданных параметрах частотной избирательности.

Структура из гребенчатого и сглаживающих фильтров аналогично предыдущим случаям позволяет по-

строить устойчивую систему для показателя узкополосности  $\beta < 400$  (табл. 6), однако ограничение точности представления коэффициентов до 32 бит позволяет реализовать систему с показателем узкополосности  $\beta$  только до 50. Ограничение до 16 бит – не позволяет создать устойчивую связку из гребенчатого и сглаживающих фильтров с бесконечной импульсной характеристикой.

Таблица 6.

$\beta$	10	20	40	50	100	200	250	400
$f_{c1}$	1000	500	250	200	100	50	40	25
$f_{c2}$	1100	550	275	220	110	55	44	27
$\nu$	12	12	12	12	13	13	13	13
$M_{\text{обф}}$	2	4	5	10	20	20	20	40
$c_{16}$	✗	✗	✗	✗	✗	✗	✗	✗
$c_{32}$	✓	✓	✓	✓	✗	✗	✗	✗

**Заключение**

Проведённые исследования показывают, что использование двухкаскадного соединения гребенчатого и сглаживающих фильтров позволяет реализовать гораздо более узкополосные системы фильтрации и уменьшить чувствительность их частотных характеристик к неточности представления коэффициентов. Однако достигается это путём увеличения затрачиваемых ресурсов памяти для построения гребенчатого фильтра. При невысоких значениях показателя узкополосности фильтра и достаточной разрядности представления коэффициентов заметного выигрыша от использования двухкаскадной структуры нет. В тоже время, реализация устойчивого НЧ-фильтра с высоким показателем узкополосности при прямой однокаскадной реализации становится невозможной, даже в условиях относительно точного представления коэффициентов в формате с плавающей точкой.

**Литература**

1. Витязев В.В., Муравьев С.И., Степашкин А.И. Метод проектирования цифровых полосовых фильтров с бесконечной памятью // Радиотехника. – 1984. – № 2. – с. 19-23.
2. Витязев В.В. Цифровая частотная селекция сигналов. – М.: Радио и связь, 1993. – 240 с.
3. Витязев В.В., Горюшкин Р.С. Исследование устойчивости цифровых гребенчатых фильтров // Труды 17-й МНТК «Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA 2015», Москва, ИПУ РАН, Т.1
4. Витязев В.В. Многоскоростная обработка сигналов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2017. – 336 с.: ил.

## СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ ОБУЧЕНИЯ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ В ЗАДАЧАХ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ЭВОЛЮЦИОННОГО АЛГОРИТМА С ПРИМЕНЕНИЕМ И БЕЗ ПРИМЕНЕНИЯ «ИЗОЛЯЦИИ»

*Туровский Я.А., к.м.н., доцент Воронежского государственного университета, e-mail: yaroslav\_turovsk@mail.ru; Адаменко А.А., аспирант Воронежского государственного университета инженерных технологий, e-mail: adamenko.artem@gmail.com.*

### COMPARATIVE ANALYSIS OF THE RESULTS TRAINING OF ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS IN PROBLEMS OF PROCESSING SIGNALS BASED ON EVOLUTIONARY ALGORITHM WITH AND USING «ISOLATION»

*Turovsky Y.A., Adamenko A.A.*

*A series of computational experiments was conducted, based on the training of artificial neural networks (ANN) using an evolutionary algorithm. In the first group of these experiments, a simple evolutionary learning algorithm for ANN was used, in the second and third groups, the ANN «isolation» mechanism consisting in crossing the parent ANN and the emergence of a daughter ANN inside one «isolate» – a spatially limited region of ANN weights. It is shown that ANNs trained with the use of the «isolation» mechanism in most cases show better signal classification results than using a simple version of the evolutionary learning algorithm.*

**Key words:** neurochip, evolutionary algorithm, isolation, isolate, artificial neural network.

**Ключевые слова:** нейрочип, эволюционный алгоритм, изоляция, изолят, искусственные нейронные сети.

#### Введение

Успехи в анализе сигналов головного мозга, обучении пациентов произвольному управлению этими сигналами и современные вычислительные возможности позволили людям с тяжелыми нарушениями моторно-двигательных функций использовать данную технологию для взаимодействия с объектами их окружающей среды, минуя участки нарушений нервно-мышечной системы [1, 2]. Одной из самых популярных технологий получения данных активности мозга является электроэнцефалография (ЭЭГ). Технологии неинвазивного ЭЭГ взаимодействия «мозг-компьютер» могут использоваться для управления компьютерным курсором или протезом конечностей, для обработки текстов и доступа в Интернет, а также для других функций. Технологии «мозг-компьютер» могут также помочь восстановить моторно-двигательные функции людям после инсульта или других нарушений головного мозга, помогая направлять активность мозга посредством использования сигналов головного мозга ЭЭГ, чтобы показать пациенту текущее состояние мозговой активности [3].

Несмотря на достигнутые результаты с использованием ЭЭГ и ее популярность, точность этого метода является недостаточной для большинства реабилитационных задач в рамках концепции интерфейса мозг-компьютер. Одним из альтернативных направлений в этой области является вживление электродов непосредственно в мозг человека[4]. Преимущество данного

*Проведена серия вычислительных экспериментов, в основу которой положено обучение искусственных нейронных сетей (ИНС) с применением эволюционного алгоритма. В первой группе этих экспериментов использовался простой эволюционный алгоритм обучения ИНС, во второй и третьей группах – механизм «изоляции» ИНС, заключающийся в скрещивании родительских ИНС и появлении дочерней ИНС внутри одного «изолята» – пространственно ограниченной области весовых коэффициентов ИНС. Показано, что ИНС, обученные с использованием механизма «изоляции», в большинстве случаев показывают лучшие результаты классификации сигналов, чем при использовании простого варианта эволюционного алгоритма обучения.*

подхода заключается не только в получении сигналов непосредственно с мозга, минуя его оболочки, но и передача сигналов непосредственно в мозг, что является одним из ключевых элементов в технологии нейропротезирования, когда поврежденные участки мозга заменяются внешними устройствами, для взаимодействия с внешней средой.

Помимо подходов в рамках парадигмы интерфейса «мозг-компьютер» в настоящее время является актуальным создание методов восстановления поврежденной по той или иной причине нервной ткани. Ряд методов восстановления функций мозга основан на внедрении в нервную ткань устройства входа/выхода так называемого нейрочипа (НЧ) – специального устройства, подключаемого непосредственно к нервной ткани и обеспечивающего регистрацию активности клеток этой ткани. НЧ осуществляет обработку поступающих из ткани сигналов и передает их в компьютер для формирования команд на изменение активности нервных клеток, чтобы скорректировать изменения в функционировании этих кле-

ток, связанные с утратой части их функций [5–10]. После интеграции НЧ в нервную ткань требуется провести его обучение, т.е. осуществить подстройку под ту микрообласть нервной ткани, в которую он был вживлен. Один из вариантов обучения НЧ основывается на использовании искусственных нейронных сетей (ИНС). При этом реализованная тем или иным способом архитектура НЧ должна будет обеспечивать решение тех задач, которые выполнял поврежденный участок мозга.

В рамках моделирования обучения НЧ, внедренного в нервную ткань с целью восстановления ее функций, был использован разработанный программный пакет *ANNBuilder* [11–13]. В основу алгоритма моделирования обучения НЧ был положен эволюционный алгоритм, заключающийся в том, что ИНС «скрещиваются» между собой, порождая популяции ИНС, которые в свою очередь проходят этап отбора, оставляя для скрещивания в следующей популяции ИНС с лучшим показателем функции ошибки. В большинстве случаев такой алгоритм является наиболее подходящим, его удобно применять в тех ситуациях, когда в силу особенностей работы НЧ неизвестны для него входные и выходные сигналы, генерируемые нервной тканью, что связано с недостаточной изученностью особенностей функционирования микросистем клеток мозга человека. Одним из возможных недостатков его работы может быть то, что значения функции ошибки в большинстве случаев оказываются расположенными в локальном минимуме функции ошибки ИНС. Поэтому представляется актуальным разработать подходы, позволяющие устранить вышеописанный недостаток. Проведенные вычислительные эксперименты доказали способность разработанного программного пакета *ANNBuilder* осуществить необходимое моделирование обучения НЧ [14]. В целях усовершенствования поиска локального минимума функции ошибки эволюционного алгоритма обучения НЧ в работе [15] было использовано понятие «изолята», представлены и обоснованы теоретические аспекты «изоляции». В основу понятия «изолят» положен эффект биологической или социальной изоляции, заключающийся в том, что объекты скрещиваются только внутри изолированной географической или социальной группы. «Изолятом» будем называть множество дочерних ИНС одного поколения, имеющих одну и ту же родительскую ИНС и скрещивающихся только между собой. При создании дочерних ИНС от родительской происходит клонирование последней и изменение значений ВК у дочерней ИНС в пределах заданного диапазона уже имеющихся значений этих же весовых коэффициентов (ВК), хранящихся в векторе ВК родительской ИНС на момент клонирования. В итоге, в  $n$ -мерном пространстве ВК в окрестности функции ошибки родительской ИНС формируется пул дочерних ИНС, а, исходя из того, что значение функции ошибки родительской ИНС находится вблизи минимума функции ошибки, наличие дочерних ИНС позволяет определить направление в этом пространстве, в котором нужно производить изменения ВК для достижения этого минимума.

Целью данной работы является апробация алгоритма «изоляции» ИНС для задач классификации сигналов

с использованием эволюционного алгоритма на основе сравнения результатов различных вариантов обучения ИНС.

### **Апробация использования «изолятов» в вычислительных экспериментах по моделированию классификации сигналов ИНС с эволюционным алгоритмом**

В настоящей работе были проведены вычислительные эксперименты для различных вариантов обучения ИНС в задачах классификации сигналов.

Применяемые варианты обучения ИНС включали в себя моделирование обучения НЧ на основе: 1) эволюционного алгоритма без применения «изолятов»; 2) эволюционного алгоритма с использованием «изолятов»; 3) эволюционного алгоритма с использованием «изолятов» при расширенном диапазоне «изоляции».

Для экспериментов с применением «изолятов» были использованы следующие параметры «изоляции»: порог изменения средней ошибки валидации эволюционного алгоритма для запуска «изоляции» – 0,25 %; количество лучших ИНС для создания «изолятов» – 10; количество ИНС в одном «изоляте» – 20 (+1 родительская ИНС); изменение ВК родительской ИНС при создании дочерних ИНС внутри «изолята» – на 10 %; количество поколений обучения «изолятов» – 100; количество скрещиваний в каждом поколении – 4; порог количества «неудачных» поколений для обновления «изолятов» – 20; допустимое количество обновлений «изолятов» – 5.

В экспериментах с расширенным диапазоном «изоляции» (третий вариант обучения ИНС) были изменены по сравнению со вторым вариантом параметры «изолятов»: увеличен с 10 % до 70 % разброс значений ВК при генерации дочерних ИНС от родительской; увеличено с 4 до 12 количество скрещиваний в каждом поколении; увеличен с 20 до 50 лимит количества «неудачных» поколений. Вышеуказанные параметры задаются с целью увеличения или уменьшения разброса ВК ИНС для достижения наилучших результатов классификации ИНС.

«Неудачным» будем называть такое поколение, при достижении которого «изолят» генерируется вновь, при этом за основу берется наилучшая из ИНС, полученных при работе текущего «изолята». Командой для запуска нового «изолята» является ситуация, когда средняя ошибка тестирования всей популяции ИНС не изменяется в заданном пользователем соотношении, относительно значения ошибки тестирования лучшей популяции ИНС.

С ростом диапазона «изоляции» ИНС увеличивается разброс значений функции ошибки, что позволит в большинстве случаев более точно определить локальный минимум функции ошибки и путем эволюции ИНС приблизиться к этому минимуму.

В данной работе было использовано 10 обучающих выборок (ОВ), по одной на каждый вычислительный эксперимент. Каждый вычислительный эксперимент содержит результаты классификации 10 различных топологий ИНС. Топологии ИНС внутри вычислительного эксперимента отличаются количеством нейронов в скрытом слое. Число входов и нейронов в выходном слое выби-

ралось в зависимости от количества элементов во входном векторе и количества классов соответственно. Число нейронов в скрытом слое выбиралось из следующего списка: 4, 8, 12, 16, 20, 24, 28, 32, 36, 40. Таким образом, было проведено 3 серии по 10 вычислительных экспериментов в каждой.

В табл. 1 приведены сведения об ОВ, используемых для обучения ИНС.

Таблица 1. Сведения об ОВ, используемых для обучения ИНС. В первой колонке – номер обучающей выборки

№	Кол-во элементов во входном векторе	Кол-во входных векторов	Кол-во классов
1	3	10000	4
2	4	10000	4
3	4	10000	4
4	4	10000	4
5	4	10000	4
6	3	10000	6
7	27	7783	2
8	9	10150	4
9	27	7784	2
10	27	14266	2

В основе эволюционного алгоритма лежит скрещивание весовых коэффициентов ИНС внутри популяции ИНС [16]. Количество поколений ИНС для скрещивания и количество скрещиваний в каждом поколении задаётся пользователем [11–13] на основе теоретических предпосылок. В нашем случае скрещивание было реализовано усреднением  $i$ -х весовых коэффициентов пар ИНС, выбранных алгоритмом ПО.

Были использованы следующие параметры эволюционного обучения ИНС для первой группы эксперимен-

тов без механизма «изоляции», которые применялись в рамках исследований данной статьи и при работе с программным пакетом *ANNBuilder*: параметр  $\alpha = 1$  (он характеризует угол наклона сигмоидальной функции активации нейронов [17]); количество поколений ИНС – 200; количество скрещиваний в каждом поколении – 8; количество ИНС в каждом поколении – 100; уровень коэффициента вариации (КВ) для мутации – 0,8; количество лучших ИНС для мутации – 50 %; количество случайных ИНС из числа лучших ИНС для мутации – 30 %. В нашем случае мутация ИНС – изменение  $i$ -х весовых коэффициентов, для которых коэффициент вариации по всей популяции ниже, чем заданный пользователем в заданном диапазоне.

Таким образом, был расширен, по сравнению с существующим, диапазон «изолятов» для проверки факта, улучшится или нет результат обучения ИНС при изменении параметров «изолятов» и при расширении диапазона их ВК.

В табл. 2 приведены результаты обучения ИНС без «изолятов», а также с «изолятами» и с расширенным по сравнению со второй группой экспериментов диапазоном «изоляции».

После проведения серии экспериментов по обучению ИНС были выполнены статистические тесты Уилкоксона для парных случаев [18] и непараметрические тесты *FreedmanANOVA* [19] для полученных результатов обучения. Уровень величины  $p < 0,05$  [20, 21] показывает статистическую значимость различий показателей обучения эволюционного алгоритма без модификации, эволюционного алгоритма с «изолятами» и эволюционного алгоритма с «изолятами» с расширенным диапазоном «изоляции».

Таблица 2 – Результаты обучения ИНС без «изолятов», с «изолятами» и с расширенным диапазоном «изоляции». Указаны медиана, максимальное и минимальное значения процентов ошибочных классификаций ИНС

Выборка 1				Выборка 2			
	Э %	И1 %	И2 %		Э %	И1 %	И2 %
Медиана (Мин; Макс.)	2,17 (0,64;5,19)	2,5812 (1,025;4,1375)	1,0312 (0,64;2,325)	Медиана (Мин; Макс.)	28,125 (4,11;34,88)	25 (2,6875;26,9125)	6,8375 (2,65;25)
Выборка 3				Выборка 4			
	Э %	И1 %	И2 %		Э %	И1 %	И2 %
Медиана (Мин; Макс.)	17,605 (0,64;21,6)	11,6875 (0,95;23,187)	1,3375 (0,275;2,287)	Медиана (Мин; Макс.)	6,57 (0;25)	6,8062 (0;25)	12,5875 (0;25)
Выборка 5				Выборка 6			
	Э %	И1 %	И2 %		Э %	И1 %	И2 %
Медиана (Мин; Макс.)	38,67 (10,19;40)	40 (10;40)	10 (9,3625;10)	Медиана (Мин; Макс.)	79,065 (20,86;79,1)	78,945 (20,88;79,1)	20,864 (20,88;20,88)
Выборка 7				Выборка 8			
	Э %	И1 %	И2 %		Э %	И1 %	И2 %
Медиана (Мин; Макс.)	5 (2,5;7,5)	5 (2,5;5)	3,125 (2;5)	Медиана (Мин; Макс.)	39,9 (35,05;51,86)	37,84 (35,06;44)	38,355 (35,59;45,23)
Выборка 9				Выборка 10			
	Э %	И1 %	И2 %		Э %	И1 %	И2 %
Медиана (Мин; Макс.)	27,005 (26,84;27)	26,775 (19,87;27)	26,73 (25,13;26,98)	Медиана (Мин; Макс.)	28,66 (28,52;28,67)	28,64 (28,11;28,66)	28,35 (23,54;28,53)

Обозначения: Э – обучение ИНС без «изоляции»;

И1 – обучение ИНС с применением «изоляции»;

И2 – обучение ИНС с применением «изоляции» и с расширенным диапазоном «изоляции»



В табл.3 представлены  $p$ -уровни сравнения всех результатов проведенного обучения и  $p$ -уровни при попарном сравнении результатов обучения в рамках одной выборки. Из табл. 3 видно, что в 7-и случаях из 10-и происходит статистически значимое уменьшение процента ошибочных классификаций ИНС и появляются статистически значимые улучшения классификации при расширении ВК при «изоляции». При расчетах учитывался эффект множественных сравнений.

Таким образом, эволюционный алгоритм с использованием «изоляттов» в задачах классификации сигналов, в ряде случаев показал результаты лучше, чем эволюционный алгоритм без «изоляции», что доказывает целесообразность его использования при обучении ИНС в рамках моделирования обучения НЧ.

Обученные ИНС с использованием эволюционного алгоритма совместно с механизмом «изоляции» доказывают возможность успешной классификации сигналов в тех ситуациях, когда в силу особенностей работы НЧ не известны для него входные и выходные сигналы, генерируемые нервной тканью, что связано с недостаточной изученностью особенностей функционирования микросистем клеток мозга человека.

### Заключение

На основе теоретических предпосылок в области обучения искусственных нейронных сетей проведена серия вычислительных экспериментов, в основу которой было положено обучение трех групп ИНС с применением эволюционных алгоритмов для апробации возможности применения разработанного программного пакета *ANNBuilder* для моделирования обучения нейро-

чипа с целью восстановления поврежденной нервной ткани. Сущность моделирования НЧ заключается в классификации сигналов, полученных с головного мозга. Результаты статистических тестов показали, что при увеличении разброса значений ВК при генерации дочерних ИНС от родительской, при увеличении количества скрещиваний в каждом поколении и увеличении лимита количества «неудачных» поколений ВК ИНС при функционировании «изолята», в большинстве случаев можно достигнуть уменьшения количества ошибок классификации входных сигналов и приблизиться к глобальному минимуму функции ошибки ИНС, что сократит число ошибочных классификаций. Однако далеко не всегда удается добиться улучшения классификации входных сигналов после обучения ИНС. Таким образом, актуальным становится поиск закономерностей при обучении ИНС с использованием «изоляции» для определения случаев, когда при использовании эволюционного алгоритма будет улучшаться результат обучения ИНС для уменьшения ошибочных классификаций нейрочипа, а когда – не будет.

Применение усовершенствованного эволюционного алгоритма и механизма «изоляции» для НЧ позволяет увеличить точность его обучения, что приводит к уменьшению ошибок классификации сигналов НЧ и дает возможность осуществить переход к экспериментам на физических и биофизических моделях. Полученный результат сравнения обучения ИНС позволяет также рассматривать применение генетических алгоритмов с «изоляцией» в качестве одного из перспективных направлений использования информационных технологий для задач нейропротезирования.

Таблица 3. Результаты по тестам Уилкоксона и *Freedman*ANOVA обучения ИНС с использованием эволюции, обычного «изолята» и «изолята» с расширенным диапазоном «изоляции»

Выборка 1			Выборка 2		
$p = 0,05807$			$p = 0,00058$		
Э & И1	Э & И2	И1 & И2	Э & И1	Э & И2	И1 & И2
-	-	-	0,0076	0,0076	0,1386
Выборка 3			Выборка 4		
$p = 0,00335$			$p = 0,06758$		
Э & И1	Э & И2	И1 & И2	Э & И1	Э & И2	И1 & И2
0,0218	0,0069	0,0069	-	-	-
Выборка 5			Выборка 6		
$p = 0,00037$			$p = 0,00037$		
Э & И1	Э & И2	И1 & И2	Э & И1	Э & И2	И1 & И2
0,7531	0,0050	0,0076	0,0593	0,0050	0,0050
Выборка 7			Выборка 8		
$p = 0,04376$			$p = 0,40657$		
Э & И1	Э & И2	И1 & И2	Э & И1	Э & И2	И1 & И2
0,5001	0,0381	0,1614	-	-	-
Выборка 9			Выборка 10		
$p = 0,00269$			$p = 0,00011$		
Э & И1	Э & И2	И1 & И2	Э & И1	Э & И2	И1 & И2
0,0179	0,0050	0,3328	0,0050	0,0050	0,0218

Обозначения: Э – обучение ИНС без «изоляции»; И1 – обучение ИНС с применением «изоляции»;

И2 – обучение ИНС с применением «изоляции» и с расширенным диапазоном «изоляции».

При обучении ИНС для тестов использовались те же обучающие выборки, что и в табл.2

## Литература

1. IEEE TRANSACTIONS ON NEURAL SYSTEMS AND REHABILITATION ENGINEERING, VOL. 14, NO. 2, JUNE 2006 187 The Neurochip BCI: Towards a Neural Prosthesis for Upper Limb Function Andrew Jackson, Chet T. Moritz, Jaideep Mavoori, Timothy H. Lucas, and Eberhard E. Fetz.

2. Brain-computer interface technology as a tool to augment plasticity and outcomes for neurological rehabilitation Authors Bruce H. Dobkin. 14 March 2007 olume 579, Issue 3March 2007Pages 637–642. The Journal of physiology.

3. Интерфейс мозг-компьютер как новая технология нейрореабилитации О.А. Мокиенко, Л.А. Черникова, А.А. Фролов Научный центр неврологии РАМН; Институт высшей нервной деятельности и нейрофизиологии РАН (Москва). Том 5. № 3 2011. Технологии

4. Michael E. Electrotherapy: shock value. / E. Michael // Nature – 2016 – Vol.538, S10–S12

5. Neurochip [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.sciencedaily.com/releases/2010/08/100810094619.htm>

6. Neurochip [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://lifesciences.ieee.org/publications/newsletter/august-2014/591-neurochip-platform-for-neuronal-injury-repair-and-regeneration>

7. Neurochip [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://journals.plos.org/plosone/article?id=10.1371/journal.pone.0064297>

8. <http://www.nature.com/news/2004/041011/full/news041011-9.html>

9. <https://wexnermedical.osu.edu/blog/new-tech-helps-paralyzed-man-move-hand-with-mind>

10. <http://www.nature.com/nature/journal/v471/n7340/full/471661a.html>

11. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2015619800 ANNBuilder 1.4.9 / Я.А. Туровский, С.Д. Кургалин, А.А. Адаменко. – Воронеж, 2015.

12. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2016614262 ANNBuilder 1.8.8 / Я.А. Туровский, С.Д. Кургалин, А.А. Адаменко. – Воронеж, 2015.

13. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2016619398 ANNBuilder 2.1.0 / Я.А. Туровский, С.Д. Кургалин, А.А. Адаменко. – Воронеж, 2016.

14. Кургалин С.Д. Теоретические аспекты оптимизации эволюционного обучения нейрочипов с использованием «изолятов» / С.Д. Кургалин, Я.А. Туровский, С.В. Борзунов, А.А. Адаменко // Информационные технологии. – 2016. – Т. 22, вып. 11. – С. 888 - 889.

15. Туровский Я.А. Сравнительный анализ программных пакетов для работы с искусственными нейронными сетями / Я.А. Туровский, С.Д. Кургалин, А.А. Адаменко // Вестник Воронежского государственного университета. Серия «Системный анализ и информационные технологии». – 2016. – Вып. 1. – С. 161-168.

16. Кургалин С.Д. Автоматизирование обучения нейрочипов / С.Д. Кургалин, Я.А. Туровский, С.В. Борзунов, А.А. Адаменко // Теоретические аспекты оптимизации эволюционного обучения нейрочипов с использованием «изолятов». // Информационные технологии. – 2016. – Т. 22, вып. 11, - С. 889 - 893.

17. Кургалин С.Д. Автоматизирование обучения нейрочипов / С.Д. Кургалин, Я.А. Туровский, С.В. Борзунов, А.А. Адаменко // Теоретические аспекты оптимизации эволюционного обучения нейрочипов с использованием «изолятов» // Информационные технологии. – 2016. – Т. 22, вып. 11. – С. 891 – 892.

18. Альфа [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.aiportal.ru/articles/neural-networks/activation-function.html>.

19. Freedman ANOVA [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.statisticssolutions.com/data-analysis-plan-friedman-anova/>

20. Лапач, С.Н. Статистика в науке и бизнесе / С.Н. Лапач, А.В. Чубенко, П.Н. Бабич. – Киев, Морион, 2002. – С. 164-166

21. Кобзарь, А.И. Прикладная математическая статистика. Справочник для инженеров и научных работников / А.И. Кобзарь. – М.:Физматлит, 2006. – С. 453-460.

22. Достигаемый уровень значимости [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.machinelearning.ru/wiki/index.php?title=P-Value>

## НОВЫЕ КНИГИ

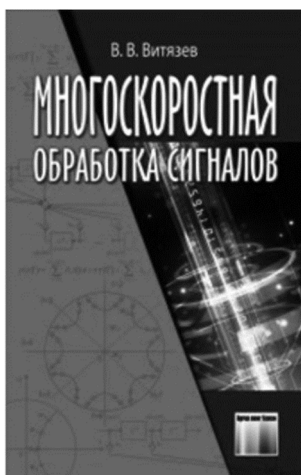
**Витязев В.В. Многоскоростная обработка сигналов**

**М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2017 г. – 336 с.: ил.**

Рассмотрена эволюция теории и технологий многоскоростной обработки сигналов в период с начала 70-х гг. прошлого столетия до наших дней с позиции вклада, который внесли в их развитие работы российских ученых и специалистов в области цифровых информационных технологий реального времени. Описаны методы и алгоритмы многоступенчатой и многокаскадной реализаций цифровых узкополосных фильтров и банков цифровых фильтров на основе эффектов прореживания по времени (децимация во временной области) и по частоте (децимация в частотной области).

Приведена методика оптимизации параметров многоступенчатых и многокаскадных структур цифровых полосовых фильтров. Построение оптимальных структур и расчет параметров фильтров частотной селекции иллюстрируется многочисленными примерами.

Для специалистов, научных работников, преподавателей вузов, аспирантов; будет полезна студентам информационных и инфокоммуникационных направлений подготовки.



УДК 621.396

## АДРЕСНЫЙ ДЕКОДЕР ДЛЯ ПЕЛЕНГОВАНИЯ БЕСПРОВОДНЫХ УСТРОЙСТВ СТАНДАРТА IEEE802.11B

*Спазхакин М.И., аспирант кафедры радиотехники Воронежского государственного технического университета, e-mail: spazhakinmi@rambler.ru;*

*Токарев А.Б., д.т.н., профессор кафедры радиотехники Воронежского государственного технического университета, начальник научно-исследовательского сектора АО ИРКОС, г. Москва, e-mail: tokarevab@ircoc.vrn.ru.*

## THE ADDRESS DECODER USED FOR DIRECTION FINDING THE WIRELESS DEVICES STANDARD IEEE802.11B

*Spazhakin M.I., Tokarev A.B.*

*Article considers the problem of direction finding devices operating in accordance with IEEE 802.11b standard. Description of decoder operation, its structural scheme, structure of serial-parallel block for maximum value finding are performed in the article. Relational of bit error ratio from signal to noise ratio, that provides designed device, is determined by computer modeling. Estimation of power consumption of the development was evaluated by Xilinx software module. Was shown, that proposed technical solution allows to reduce the power consumption of decoder by about 2 times and save about 30 % of the FPGA resources compared to the known implementations, realized on the FPGA of similar class.*

**Key words:** radio monitoring, amplitude direction finding, direction finding of IEEE 802.11b devices, FPGA, ССК.

**Ключевые слова:** радиомониторинг, амплитудное пеленгование, пеленгование устройств стандарта IEEE 802.11b, ПЛИС, ССК.

### Введение


Задача местоопределения устройств, работающих в составе беспроводных сетей IEEE 802.11, продолжает оставаться актуальной. Способы, с помощью которых в доступной технической литературе предлагается осуществлять местоопределение устройств IEEE 802.11, разнообразны. К примеру, локализация может базироваться на определении разности времени прихода сигнала в различные точки приема [1], либо на пеленговании ИРИ с помощью фазового метода с использованием массива коммутируемых антенн [2]. В указанных работах особенное внимание уделяется пакетной структуре сигнала IEEE 802.11, что осложняет местоопределение ИРИ. При пеленговании необходимо предварительно обнаруживать наличие полезного сигнала. Обнаружение пакетных сигналов IEEE 802.11 может проводиться как простым энергетическим способом, так и более сложными параметрическими способами, которые учитывают структуру сигнала. В представленных работах для обнаружения сигналов с целью последующей локализации устройств используются свойства сигнала IEEE 802.11 – производится поиск заранее известной на приемной стороне преамбулы [1]. По отклику коррелятора на преамбулу пакета проводится временная синхронизация приемника.

Амплитудный метод пеленгования уже много лет успешно используется в ручных носимых пеленгаторах, оснащенных направленной антенной [3] и является хорошей альтернативой способам местоопределения ИРИ

*Рассмотрена проблема пеленгования устройств, функционирующих в соответствии со стандартом IEEE 802.11b, носимым амплитудным пеленгатором на базе цифрового радиоприёмника Аргамак-М2. Описан вариант реализации на ПЛИС декодера ССК (Complementary Code Keying), отличающийся от известных конструкций декодеров сниженной выходной скоростью символьного потока и параллельно-последовательной схемой реализации, которая должна понизить потребляемую декодером мощность. Представлено описание работы декодера, его структурная схема, структурная схема параллельно-последовательного блока, осуществляющего поиск максимального значения на выходе блока корреляторов. Методом компьютерного моделирования определена зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум, которую обеспечивает разработанное устройство. Произведена оценка потребляемой мощности разработки, которая показала, что предложенное техническое решение позволяет снизить потребляемую декодером мощность приблизительно в 2 раза и сэкономить около 30 % ресурсов ПЛИС по сравнению с известными реализациями на ПЛИС аналогичного класса.*

[1], [2] при жёстких требованиях к массогабаритным и стоимостным характеристикам разрабатываемых комплексов. В частности, компания АО «ИРКОС» выпускает цифровой мониторинговый приемник АРГАМАК-М2 [4], на базе которого разработан носимый комплекс амплитудного пеленгования. Полоса одновременного анализа приемника АРГАМАК-М2 составляет 22 МГц, что позволяет производить демодуляцию и декодирование пакетов стандарта IEEE 802.11b как с прямым расширением спектра [5], так и пакетов с типом модуляции ССК [6].

Как было отмечено ранее, процесс пеленгования ИРИ, работающих в соответствии со стандартом IEEE 802.11b, осложняется тем, что сигналы имеют пакетную структуру, и на одной частоте могут одновременно работать не-



---

сколько ИРИ в режиме с разделением по времени. Для обеспечения возможности построения угловых диаграмм распределения интенсивности принятых сигналов для каждого из ИРИ на ПЛИС, являющейся ядром цифрового радиоприемного устройства (ЦРПУ), следует реализовать цифровой декодер пакетов, который будет производить не только обнаружение пакетов IEEE802.11b, но и определение адреса, порождающего их ИРИ.

Это позволит осуществлять обработку пакетов в режиме реального времени.

### **Методика построения цифрового обработчика пакетов IEEE 802.11b**

#### **Селекция пакетов IEEE802.11**

Каждому устройству, функционирующему в соответствии со стандартом IEEE 802.11b, присвоен уникальный mac-адрес [7]. Стандарт предполагает наличие трех типов пакетов: данные (data), управление (management), проверка (control). Для каждого из перечисленных типов определен набор mac-адресов, значение которых указано в соответствующих полях. Все типы пакетов имеют поле, определяющее mac-адрес передатчика. В зависимости от типа пакета и направления передачи информации (from Ds, to Ds) положение поля, соответствующего значению mac-адреса передатчика, может меняться. Таким образом, для корректного декодирования mac-адреса необходимо определить тип пакета и направление передачи.

Декодирование mac-адреса осложняется тем, что стандарт IEEE 802.11b поддерживает несколько типов модуляции. Для повышения достоверности местоопределения пеленгатор должен обеспечивать декодирование как широкополосных пакетов с дифференциальной двоичной фазовой манипуляцией DBPSK [8], так и служебных и информационных пакетов с более сложными видами модуляции: дифференциальной фазовой квадратурной манипуляцией DQPSK [9] и гибридной манипуляцией с дополнительным кодом Complementary Code Keying – ССК [10]. Таким образом, приемник пеленгатора должен иметь в своем составе демодуляторы DBPSK, DQPSK, декодер ССК [11]. Следует отметить, что среди перечисленных типов модуляции наиболее трудоёмким для реализации в ПЛИС является декодер ССК, формально требующий использования 64 комплексных корреляторов, системы поиска максимального среди 64 комплексных значений и измерителя фазы сработавшего коррелятора [12]. Реализация демодуляторов DBPSK, DQPSK в ПЛИС является относительно простой задачей [13], поэтому в настоящей работе будет подробно рассмотрен способ реализации в ПЛИС только ССК-декодера.

Теоретические основы кодирования и декодирования ССК достаточно хорошо описаны в литературе [6]. Существует несколько известных подходов к реализации декодеров ССК на ПЛИС [11], [14], [15] и на заказных микросхемах [16], [17]. При декодировании ССК стараются не использовать подход, использующий банк из 64 комплексных корреляторов [11] ввиду его вычислительной избыточности. Одна из первых, эффективных с вычислительной точки зрения реализаций на

ПЛИС, декодера ССК была разработана на основе быстрого преобразования Уолша (БПУ) [15]. Это позволило снизить избыточность вычислений до использования 28 типовых вычислительных блоков, следовательно, снизить ресурсоемкость декодера. Следующий подход к реализации декодера ССК предполагал использование так называемого модифицированного быстрого преобразования Уолша (МБПУ) [14]. Этот подход использовал последовательную во времени структуру кода ССК. Использование разработанного конвейера позволило повысить вычислительную эффективность декодера, снизив число вычислительных блоков до 13. Представленные реализации декодеров [15], [14] имели внутреннюю скорость вычисления 11 МГц, что совпадает с битовой скоростью потока стандарта IEEE 802.11b. Вычислительная избыточность оставалась достаточно большой в силу того, что частота комплексных отсчетов на входе и выходе декодера были равны, т.е. декодер производил пересчет выходного значения на каждый такт входного сигнала. Предложенная в [17] реализация декодера по последовательной схеме на заказной микросхеме устраняла вычислительную избыточность за счет снижения скорости выходного потока, но при этом внутренняя тактовая частота работы декодера составила 94 МГц. Такая высокая частота приемлема для реализации декодера на заказной микросхеме, но при реализации декодера на ПЛИС использование такой тактовой частоты приведет к значительному повышению мощности, которую будет потреблять декодер. Это обусловлено наличием в ПЛИС транзисторных перепрограммируемых межсоединений между логическими ячейками [18], которые отсутствуют в заказных микросхемах.

При проектировании носимых устройств важными факторами являются массогабаритные показатели и энергопотребление [3], поэтому при разработке декодера необходимо предпринимать все возможные усилия для снижения как расхода ресурсов ПЛИС (таких как логические ячейки, умножители, блоки памяти), так и мощности, которую потребляют блоки декодирования при работе на высокой битовой скорости.

#### **Реализация ССК декодера**

При реализации декодера ССК по последовательной схеме [17] необходимость использования достаточно высокой тактовой частоты влечет заметное увеличение потребляемой мощности. Использование параллельной реализации декодера [14], использующего сравнительно низкую тактовую частоту, приводит к неэффективному использованию вычислительных ресурсов ПЛИС, что в конечном счете ведет к их перерасходу. Поэтому с целью снижения потребляемой мощности и сокращения необходимых для реализации декодера ресурсов ПЛИС исполнение блока должно выполняться по параллельно-последовательной схеме с использованием быстрого преобразования Уолша. Выходную частоту комплексных отсчетов декодера также необходимо снизить для уменьшения вычислительной избыточности.

Общая структурная схема приемника ССК сигналов представлена на рис. 1 и включает систему тактовой синхронизации, систему синхронизации ССК и декодер ССК.

В силу конструктивных особенностей мониторингового радиоприёмника АРГАМАК-М2, частью которого является проектируемый декодер, на вход системы тактовой синхронизации поступают отсчеты комплексного сигнала с частотой дискретизации 25 МГц. Система тактовой синхронизации решает две задачи [19]:

1) производит передискретизацию сигнала с частоты 25 МГц на частоту 11 МГц;

2) осуществляет тактовую синхронизацию на основе преамбулы с модуляцией DBPSK.

Система синхронизации ССК решает задачу временной подстройки:

1) осуществляет подсчет символов заголовка физического уровня пакетов (на данном этапе производится определение типа модуляции MAC-уровня);

2) выполняет синхронизацию по коррелятору Баркера;

3) производит формирование внешнего сигнала разрешения для декодера.

После окончания символов заголовка физического уровня система синхронизации начинает подавать разрешающий сигнал на декодер. Данный сигнал предназначен для синхронизации декодера с символьным потоком, а именно, для организации корректного прореживания символов на выходе декодера.

Декодер ССК выполнен по параллельно-последовательной схеме. Основой построения декодера может служить древовидная структура, базирующаяся на быстром преобразовании Уолша [12] или упрощенная древовидная структура, использующая последовательную структуру кода ССК [14].

Классическая древовидная структура на основе быстрого преобразования Уолша [12] включает набор из 28 типовых вычислительных блоков, осуществляющих сложение комплексных пар отсчетов с 4 различными весовыми коэффициентами (1, -1, 1j, -1j). При модификации данного способа [14] число таких блоков можно уменьшить до 13 за счет конвейерного вычисления корреляции. В обоих случаях обработка производится на тактовой частоте равной битовой скорости потока, которая для сигналов стандарта 802.11b составляет 11 МГц. Для декодирования символа ССК расчет должен быть завершен поиском одного максимального значения среди откликов 64 корреляторов.

Следует отметить, что приведенные в [12], [14] демодуляторы, имеют выходную частоту дискретизации, значение которой совпадает со значением входной ча-

стоты дискретизации, характеризуются вычислительной избыточностью, поскольку при демодуляции 8 комплексных отсчетов преобразуются в результирующий 8-битовый символ, т.е. имеет место сжатие потока. Для повышения вычислительной эффективности отсчеты на выходе должны быть прорежены по времени в 8 раз. Это различие в требуемых скоростях потоков данных на входе и выходе декодера может быть использовано, как минимум, двумя способами:

а) для повышения тактовой частоты работы расчетных блоков (по отношению к выходу);

б) для перевода декодера из непрерывного режима работы в режим запуска по внешнему сигналу (с 8-кратной децимацией по времени).

Структурная схема декодера представлена на рис. 2. На входе I присутствует комплексный сигнал с символьной скоростью 11 Мбит/с. Комплексные отсчеты поступают на линию задержки (каждый отвод обозначен на схеме символом D). От каждого отвода сигнал поступает на блоки временного мультиплексирования, которые обозначены на схеме TDM. На входе каждого блока TDM показаны 4 канала, что соответствует повышению тактовой частоты в 4 раза. Пары отсчетов комплексного сигнала на повышенной тактовой частоте поступают на вычислительный блок [14] (на схеме он обозначен COMP). Вычислительный блок за 4 такта повышенной частоты осуществляет суммирование всех комбинаций. Сигнал на повышенной тактовой частоте с каждого выхода блока поступает на временной демультимплексор. После временного демультимплексирования формируется 16 независимых каналов. Сигнал каждого из 16 независимых каналов поступает на блок регистров (обозначение на схеме R), образующих общую группу G1. Запись в регистры производится по внешнему сигналу разрешения от системы синхронизации ССК. Описанные блоки образуют первую стадию обработки, в какой-то мере аналогичную древовидной структуре из работы [14]. Сигнал на выходе регистров группы G1 удерживается на протяжении 8 тактов символьной скорости ССК 11 Мбит/с до прихода следующей расширяющей последовательности.

На второй стадии тактовая частота сигнала снова повышается в 4 раза. За счет повышения тактовой частоты работы блока, введения системы синхронизации и блока регистров G1 вторую стадию обработки удаётся реализовать с использованием 2 вычислительных блоков в отличие от 4 блоков из работы [14]. После 2-й ста-

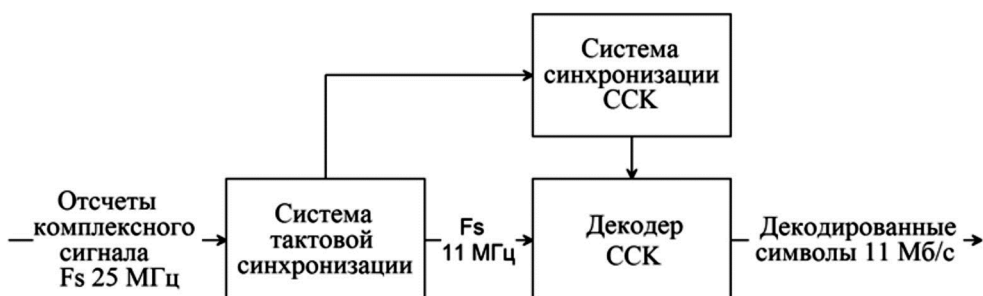


Рис.1. Структурная схема приемника ССК сигналов

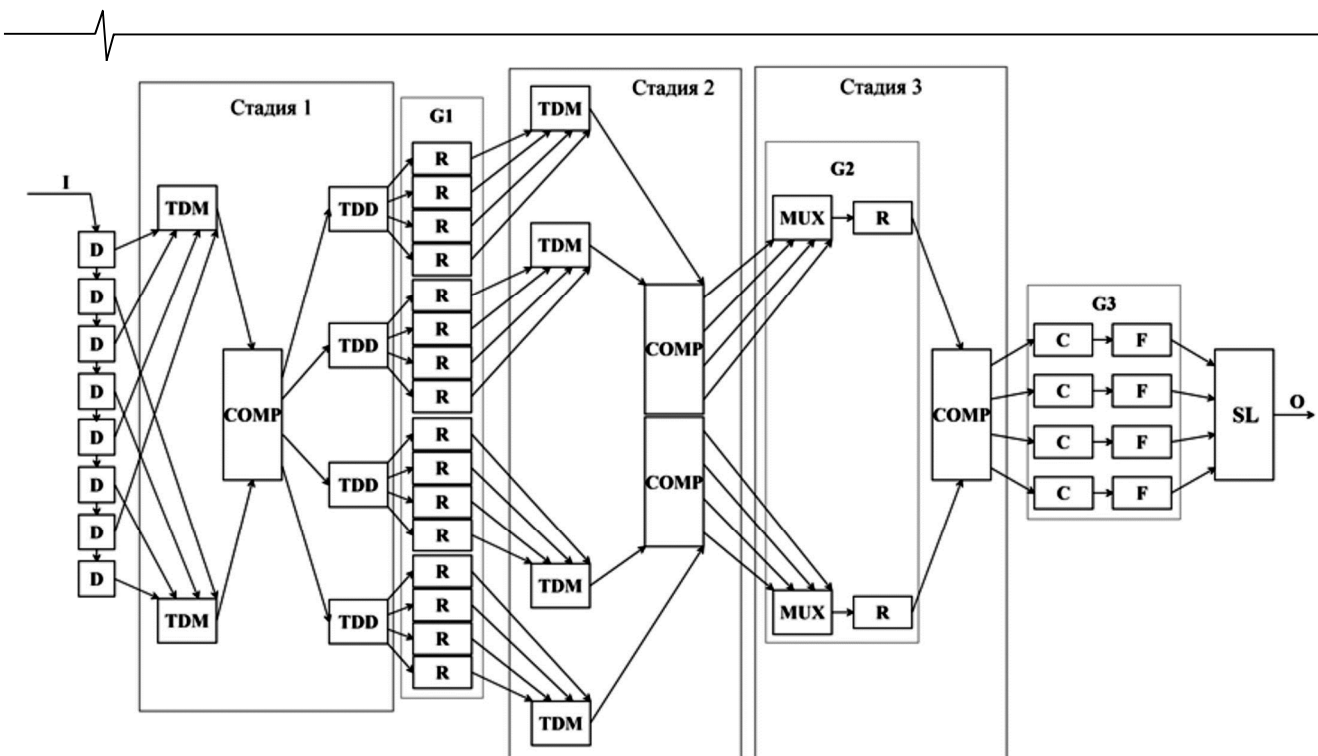


Рис. 2. Структурная схема декодера

дии обработки оказываются сформированными 32 независимых канала (4 физических параллельных канала с 8 параллельными каналами, разделенными во времени). На 3-ей стадии с помощью мультиплексоров и системы синхронизации поток данных разделяется на 2 параллельных канала, каждый из которых несет по 16 разделенных по времени каналов. При этом используется 1 вычислительный блок, а вся схема использует 4 вычислительных блока, а не 13 в случае параллельной реализации [14]. Группа элементов G3 осуществляет поисковую процедуру – определяет модуль комплексных отсчетов с помощью блоков Cordic [21] (на схеме С), производит поиск максимального элемента F. Работой группы элементов G3 управляет система синхронизации. Поисковая система G3 имеет 4 параллельных канала с 16 разделенными по времени каналами в каждом (всего 64 канала). После нахождения максимума в отдельном параллельном канале производится выделение максимального из 4 найденных. Таким образом, по 8 комплексным отсчетам принимается решение о принятом символе, которое соответствует критерию максимума правдоподобия. По номеру сработавшего коррелятора определяются 6 бит информационного символа, а по оценке фазы комплексного отклика коррелятора с наибольшим значением модуля отклика принимается определяются оставшиеся 2 бита.

## Результаты

Оценка эффективности разработанного декодера производилась по следующим критериям:

- оценка ресурсов ПЛИС, необходимых для реализации декодера;
- оценка потребляемой декодером мощности;
- оценка помехоустойчивости декодера.

## Оценка ресурсов ПЛИС

Одним из наиболее важных параметров декодера является значение разрядности входных данных. С целью снижения аппаратных ресурсов данное значение должно быть максимально уменьшено, но при этом должны выполняться требования, которые предъявляются к декодеру. К таковым относятся вероятность битовой ошибки при заданном значении отношения сигнал/шум; вероятность битовой ошибки при заданном частотном и фазовом рассогласовании.

В результате проведенного моделирования была определена минимальная разрядность входных данных. Значение разрядности входных комплексных данных составило 6 бит. При таком значении не требуется фазовой коррекции, отсутствуют жесткие требования к точности срабатывания системы цифровой автоматической регулировки усиления, отсутствуют жесткие требования к системе фазовой автоподстройки частоты. Погрешность системы фазовой автоподстройки частоты не должна превышать 10 кГц при максимальной длине пакета. При таком значении частотного рассогласования не наблюдается значительного повышения вероятности битовой ошибки декодера [16], но упрощается внутренняя структура системы фазовой автоподстройки частоты.

Для реализации представленной структуры на ПЛИС Xilinx семейства Spartan 3a\_dsp требуется использовать 1230 логических ячеек – 800 логических ячеек на блок корреляторов и 530 на блок поиска максимума. При этом оценка объема ресурсов ПЛИС, необходимых для альтернативной реализации древовидной структуры на основе МБПУ, составляет 860 логических ячеек на блок корреляторов и 1680 на весь проект [14].

С помощью встроенного анализатора Xilinx была произведена оценка потребляемой разработанным де-

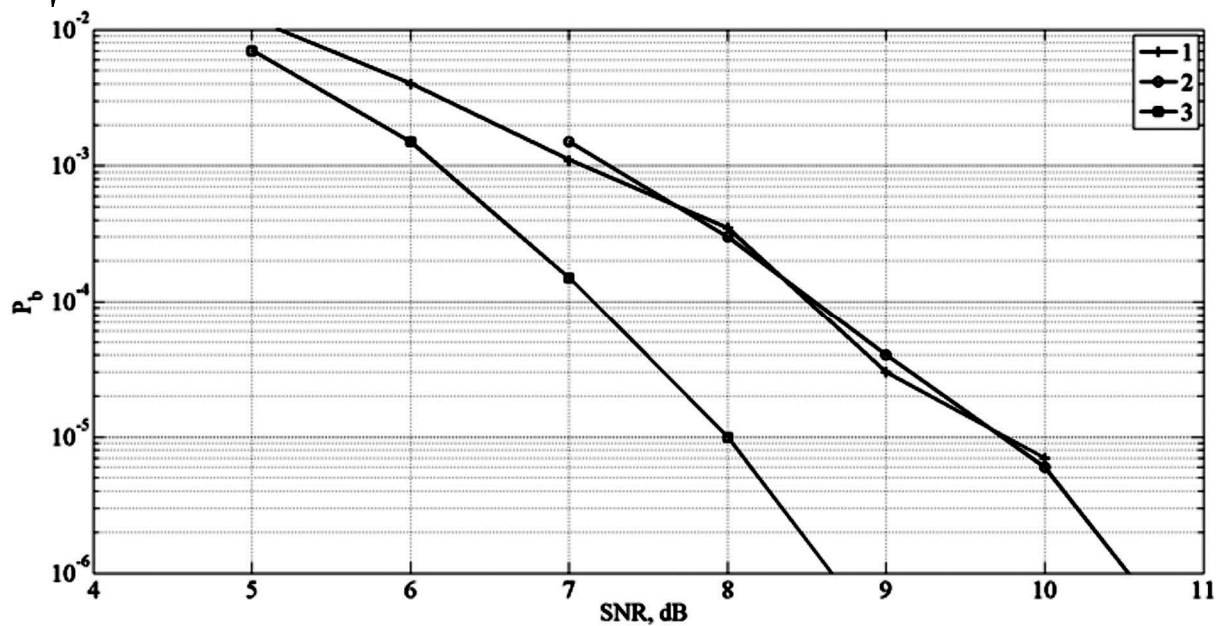


Рис.3. Зависимость вероятности битовой ошибки от отношения С/Ш  
(1 – текущая реализация; 2 – реализация [16]; 3 – теоретический предел)

кодером динамической мощности. Аналогичная оценка была проведена для реализации вычислительного блока на основе МБГУ [14] и экстраполирована на структуру в целом. Оценка энергетических затрат показала, что реализация, основанная на МБГУ [14], для массива корреляторов требует порядка 2 мВт на блок (без учета затрат на блоки принятия решения и вычисления уровня мощности). Проект, представленный в настоящей работе, требует 1 мВт на блок корреляторов, а суммарная мощность, потребляемая блоком корреляторов и блоком поиском максимума, составляет 2 мВт. Таким образом, параллельная реализация проигрывает параллельно-последовательной в 2 раза по значению потребляемой мощности.

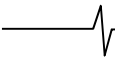
Для оценки помехоустойчивости декодера проводилось статистическое моделирование: на вход декодера подавался зашумленный сигнал с аддитивным гауссовским шумом. Следует отметить, что результаты аналогичного натурального эксперимента были бы не совсем корректны из-за влияния собственных шумов аналогового приемника, интермодуляционных искажений, частотной нестабильности приемника. Тем самым производилась бы оценка помехоустойчивости всего цифрового приемника – системы цифровой регулировки усиления, системы фазовой автоподстройки частоты. На рис. 3 представлена (1) зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум, построенная по результатам моделирования для текущей реализации декодера; (2) зависимость вероятности битовой ошибки для реализации декодера на заказной микросхеме [16] и (3) предельная теоретическая зависимость [12], [16]. Приведенные зависимости показывают, что помехоустойчивость разработанного декодера находится на приемлемом уровне по сравнению с известными разработками. При этом текущая разработка на основе параллельно-последовательной схемы реализации декодера обеспечивает 2-х кратное снижение потребляемой декодером мощности по сравнению с параллельной

реализацией декодера [14] при условии использования аналогичной аппаратной базы.

### Заключение

Системы передачи информации с прямым расширением спектра, работающие в соответствии со стандартом IEEE 802.11b, получили широкое распространение благодаря хорошей устойчивости к многолучевому прохождению сигналов и интерференции [20]. Местоопределение подобных ИРИ осложняется пакетной структурой протокола и возможностью работы нескольких ИРИ на одной частоте в режиме с разделением по времени, поэтому для обнаружения сигналов следует использовать параметрический обнаружитель, а для корректной обработки сигналов от разных источников - определять мас-адреса передатчиков. В качестве системы, которая бы осуществляла местоопределение вышеозначенных ИРИ, может использоваться ручной амплитудный пеленгатор на базе ЦРПУ АРГАМАК М2, оснащенный декодером мас-адресов, способным поддерживать все типы модуляции, предусмотренные стандартом IEEE 802.11b – DBPSK, DQPSK, ССК.

Предложенный в работе декодер ССК сигналов отличается от известных осуществлением прореживания по времени отклика корреляторов, что приводит к снижению вычислительной избыточности декодера сигнала ССК, уменьшению в 2 раза потребляемой мощности по сравнению с иными известными конструкциями декодеров, реализованными на аналогичной элементной базе, и сокращению 25 % затрачиваемых на реализацию ресурсов ПЛИС; при этом помехоустойчивость разработанного декодера остается на уровне, не уступающем имеющимся аналогичным реализациям. Благодаря корректному выбору значения разрядности данных, которые поступают на вход устройства, разработанный декодер обладает слабой чувствительностью к частотному рассогласованию и точности настройки уровня входного сигнала, что позволяет упростить системы цифровой автома-



тической регулировки усиления и фазовой автоподстройки частоты.

В дальнейшем планируется модернизировать разработку путем введения модуля оценки канала и эквалайзера [22], [23], что позволит повысить устойчивость декодера к многолучевому распространению сигналов.

### Литература

1. Geiger D.J. (2010). High Resolution Time Difference of Arrival Using Timestamps for Localization in 802.11b/g Wireless Networks. 2010 IEEE Wireless Communication and Networking Conference. doi:10.1109/wcnc.2010.5506558.
2. Kalis A. & Antonakopoulos T. (2002). Direction finding in IEEE802.11 wireless networks. IEEE Trans. Instrum. Meas. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 51(5), 940-948. doi:10.1109/tim.2002.807806.
3. Rembovsky A. (2009). Radio monitoring: Problems, methods, and equipment. Dordrecht: Springer-Verlag.
4. Рембовский А.М., Ашихмин А.В., & Козьмин В.А. (2015). Радиомониторинг: задачи, методы, средства (4<sup>th</sup> ed.). Москва: Горячая линия-Телеком.
5. Proakis J.G., & Manolakis D.G. (1996). Digital signal processing: Principles, algorithms, and applications. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall.
6. Al-Banna A., Lee T., Locicero J., & Ucci D. (2006). 11 Mbps CCK – Modulated 802.11b Wi-Fi: Spectral Signature and Interference. 2006 IEEE International Conference on Electro/Information Technology. doi:10.1109/eit.2006.252180
7. IEEE Standard for Information Technology – Telecommunications and Information Exchange Between Systems – Local and Metropolitan Area Networks – Specific Requirements – Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. (n.d.). doi:10.1109/ieeestd.2007.373646.
8. Wilson S.G. (1996). Digital modulation and coding. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall.
9. Drilo B., & Flatz L. (n.d.). Comparison of IEEE 802.11g optional standard elements in WLAN hotspot scenario. 17<sup>th</sup> International Conference on Applied Electromagnetics and Communications, 2003. ICECom 2003. doi:10.1109/icecom.2003.1290976.
10. Peng L., Jun W., & Wei L. (2008). Implementation of CCK based on DSP for a WLAN tranceiver. 2008 6<sup>th</sup> IEEE International Conference on Industrial Informatics. doi:10.1109/indin.2008.4618092.
11. Chunjiang T., Xin Z., Bo-An L., & Hongyi C. (2003). The design of 802.11b WLAN baseband processor. 2003 5th International Conference on ASIC Proceedings (IEEE Cat No 03TH8690) ICASIC-03. doi:10.1109/icasic.2003.1277344.
12. Andren C., & Webster M. (n.d.). CCK modulation delivers 11Mbps for High Rate IEEE 802.11 extension. 1999 WIRELESS SYMPOSIUM / PORTABLE BY DESIGN CONFERENCE.
13. Mikulka J., & Hanus S. (2007). CCK and Barker Coding Implementation in IEEE 802.11b Standard. 2007 17<sup>th</sup> International Conference Radioelektronika. doi:10.1109/radioelek.2007.371484.
14. Kok A. Y., & Law K. L. (2007). Systolic Array-Based Pipelining Design of CCK Demodulators. 2007 Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering. doi:10.1109/ccece.2007.25.
15. Batabyal S., & Sarmah S. (n.d.). A computationally efficient algorithm for code decision, in CCK based high data rate wireless communications. 2002 IEEE International Conference on Personal Wireless Communications. doi:10.1109/icpwc.2002.1177264.
16. HFA3860B Datasheet pdf – nullDirect Sequence Spread Spectrum Baseband Processor – Intersil. (n.d.). Retrieved July 06, 2016, from [http://www.datasheetcatalog.com/datasheets\\_pdf/H/F/A/3/HFA3860B.shtml](http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/H/F/A/3/HFA3860B.shtml)
17. Huang S., & Chen S. (2008). A novel pipelined CCK decoder for IEEE 802.11b system. 2008 9<sup>th</sup> International Conference on Solid-State and Integrated-Circuit Technology. doi:10.1109/icsict.2008.4734860.
18. Xilinx XC3S400A Spartan-3A FPGA. (n.d.). Retrieved July 8, 2016, from [http://www.xilinx.com/support/documentation/data\\_sheets/ds529.pdf](http://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds529.pdf)
19. Igorevich S.M., & Borisovich T.A. (2015). Digital receiver for addressed direction finding of modern communication standards. 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). doi:10.1109/sibcon.2015.7147223.
20. Nguyen L. (n.d.). Self-encoded spread spectrum and multiple access communications. 2000 IEEE Sixth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications. ISSTA 2000. Proceedings (Cat. No.00TH8536). doi:10.1109/isssta.2000.876463.
21. Y.H. HU, «CORDIC based VLSI architecture for digital signal processing», IEEE signal processing Magazine, vol. 9, no. 3, pp. 16-35, 1992. doi: 10.1109/79.143467.
22. Jonietz C., Gerstacker W., & Schober R. (n.d.). Space-Time Block Coding and Receive Diversity for WLAN IEEE 802.11b. IEEE International Conference on Communications, 2005. ICC 2005. 2005. doi:10.1109/icc.2005.1494906.
23. Jonietz C., Gerstacke, W., & Schober R. (2006). Transmission and Reception Concepts for WLAN IEEE 802.11b. IEEE Transactions on Wireless Communications IEEE Trans. Wireless Commun., 5(12), 3375-3381. doi:10.1109/twc.2006.256959.



УДК 621.396

## ОПТИМИЗАЦИЯ СПОСОБА ЧАСТИЧНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДЛЯ СНИЖЕНИЯ ПИК-ФАКТОРА СИГНАЛОВ С OFDM МОДУЛЯЦИЕЙ И ЕГО РЕАЛИЗАЦИЯ НА ПЛИС

*Чан Ван Нгуа., аспирант кафедры мультимедийных технологий и телекоммуникаций МФТИ, e-mail: nghiamosmipf@gmail.com.*

### OPTIMIZATION SCHEME OF PARTIAL TRANSMIT SEQUENCES TECHNIQUE FOR PEAK-TO-AVERAGE POWER RATIO REDUCTION OF OFDM SIGNALS AND ITS FPGA IMPLEMENTATION

*Tran Van Nghia*

*In this paper we present an optimization scheme of PTS technique to reduce the Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) of OFDM signals, in which only a single IFFT (inverse fast Fourier transform) block is used and two-phase sequence is applied. Hardware architecture of proposed PTS scheme is analyzed and mapped onto FPGA. The simulation results on Matlab and experimental results on FPGA for 64-QAM modulation and OFDM symbols of different lengths are presented. Theoretical analysis and simulation results show that, as compared with conventional PTS (C-PTS), the proposed PTS scheme can obtain similar PAPR reduction performance with reduced computational performance.*

**Key words:** Peak-to-Average Power Ratio (PAPR), OFDM modulation, partial transmit sequence (PTS), IFFT, FPGA.

**Ключевые слова:** пик-фактор, OFDM модуляция, частичная последовательность передачи, ОДПФ, ПЛИС.

#### Введение

Благодаря высокой спектральной эффективности при передаче в каналах с многолучевым распространением и высокой скорости передачи технология мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) широко используется для решения задачи беспроводной передачи данных. OFDM технология выбрана в различных стандартах беспроводных сетей нового типа, таких как IEEE 802.11(Wi-Fi), IEEE 802.16 (WiMAX), 3GPP LongTermEvolution (LTE), многие системы цифрового телерадиовещания, и т.д.

Известным основным недостатком систем с OFDM модуляцией является высокий пик-фактор (PAPR) передаваемых сигналов, представляющих сумму большого количества модулированных поднесущих, который характеризуется отношением пиковой мощности сигнала к его средней мощности. Из-за этого радиосигнал требует использования широкого линейного динамического диапазона устройств УМ (усилителя мощности), что приводит к увеличению стоимости аппаратуры и к большому энергопотреблению. Для УМ с ограниченной линейной областью радиосигнал попадает в его область насыщения, что приводит к нелинейным искажениям (внутриполосному и внеполосному). Поэтому эффективное решение проблемы снижения PAPR и простота аппаратной реализации является важным вопросом при практическом применении OFDM технологии.

До сих пор было разработано достаточно большое количество разнообразных алгоритмов борьбы с пик-

*Приведена схема оптимизации способа частичной последовательности передачи (PTS – partial transmit sequence) для уменьшения пик-фактора OFDM сигналов, в которой используется один блок ОДПФ (обратное дискретное преобразование Фурье) и применяется двоичная фазовая последовательность. Проанализированы аппаратные структуры этой схемы на ПЛИС. Представлены результаты моделирования предлагаемой схемы и экспериментальные результаты на ПЛИС для OFDM сигналов модуляции 64-QAM и различных длин OFDM символа. Теоретический анализ и экспериментальные результаты показывают, что предлагаемая схема реализации способа PTS позволяет получить тот же выигрыш в снижении пик-фактора OFDM сигнала, что и классическая схема, и имеет пониженную вычислительную сложность.*

фактором, которые разделяются на две части: искажающие и неискажающие методы снижения пик-фактора [1], [2]. Широко известные искажающие методы – ограничение амплитуды и ограничение и фильтрация. Известные неискажающие методы – селективное отображение SLM (Selective Mapping), частичная последовательность передачи PTS (Partial Transmit Sequence), резервные несущие TR (Tone Reservation), инжектирование тона TI (Tone Injection) и расширение активного созвездия ACE (Active Constellation Extension).

PTS является одним из эффективных способов уменьшения PAPR в OFDM системах. Этот способ уменьшает PAPR путем снижения вероятности возникновения модулированных поднесущих с той же фазой. Способ PTS не вносит внутриполосных и внеполосных искажений в передаваемые сигналы. Однако, в классической схеме реализации PTS используется большое количество блоков ОДПФ для нахождения оптимальных фазовых последовательностей. Кроме того, потребляемые аппаратные ресурсы экспоненциально увеличи-

ваются с размером используемого блока ОДПФ. Поэтому классические схемы способа PTS не могут быть реализованы на ПЛИС при разделении входного блока данных на большое количество подблоков.

Было предложено несколько модифицированных версий способа PTS для устранения проблемы высокой вычислительной сложности. Эти решения уменьшают необходимые операции поиска наилучшей фазовой последовательности и не требуют передачи дополнительной информации.

В данной статье предложена схема оптимизации способа PTS со сниженной вычислительной сложностью, которая использует один блок ОДПФ малого размера. Бинарные фазовые последовательности  $\{1, -1\}$  используются для получения оптимальной фазовой последовательности. OFDM сигнал формируется путем комбинации подблоков частичной передачи во временной области. Также проанализирована аппаратная структура этой схемы на ПЛИС.

### Классическая схема способа PTS

OFDM модуляция использует  $N$  близко расположенных ортогональных поднесущих  $X = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]^T$ , где  $(\cdot)^T$  обозначает операцию транспонирования матрицы или вектора. OFDM сигналы получаются с использованием ОДПФ (или обратного быстрого преобразования Фурье ОБПФ):

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi kn/N}. \quad (1)$$

PAPR OFDM-сигнала выражается следующим образом:

$$PAPR(x(n)) = \frac{\max_n \{|x_n|^2\}}{E\{|x_n|^2\}}. \quad (2)$$

где  $\max_n \{|x_n|^2\}$  и  $E\{|x_n|^2\}$  – максимальная и средняя мощности OFDM сигнала, соответственно;  $|\cdot|$  – амплитуда сигнала.

Способ PTS разделяет входной блок данных  $X$  на непересекающиеся  $M$  подблоков, представленных  $\{X^{(m)}, m = \overline{0, M-1}\}$ ,  $X = \sum_{m=0}^{M-1} X^{(m)}$ . Каждый под-блок состоит из  $N$  элементов, некоторые из которых имеют ненулевую величину, а остальные равны нулю. Подне-

сущие в каждом подблоке умножаются на соответствующую фазовую последовательность  $b_m = e^{j\varphi_m}$  для минимизации PAPR комбинированного сигнала во временной области (см. рис. 1). Подблоки  $X^{(m)}$  преобразуются в  $M$  временных частичных последовательностей передачи  $\{x^{(m)}, m = \overline{0, M-1}\}$ , полученных путем использования  $N$ -точечного ОДПФ. Временной комбинированный сигнал определяется по формуле:

$$\bar{x}_n = \sum_{m=0}^{M-1} b_m IFFT(X^{(m)}) = \sum_{m=0}^{M-1} b_m x^{(m)}. \quad (3)$$

Существуют три метода разделения входного блока на подблоки [3]: смежное разделение, разделение с перемежением и псевдослучайное разделение. Схема PTS с использованием разделения с перемежением обладает самой низкой вычислительной сложностью. Эта схема будет проанализирована в нашей работе.

Цель способа PTS заключается в том, чтобы найти фазовую последовательность для получения временного OFDM сигнала с самым низким PAPR. Предположим, что  $m$ -я фаза  $b_m$  может принимать одно из  $V$  возможных значений. Поэтому, существуют  $V^M$  фазовых последовательностей. При двоичных последовательностях  $V = 2$  ( $b_m = 1$  или  $b_m = -1$ ). Очевидно, что снижения PAPR способом PTS не происходит при  $b_0 = 1$ . Таким образом, необходимо рассматривать  $V^{M-1}$  фазовых последовательностей для получения оптимальной последовательности. Следовательно, количество операций поиска оптимальной фазовой последовательности увеличивается экспоненциально с ростом количества подблоков. Кроме того, для каждого входного блока данных требуются  $M$  блоков  $N$ -точечного ОДПФ. Это приводит к увеличению использования аппаратных ресурсов при практической реализации.

Были предложены различные методы для уменьшения сложности поиска оптимальной фазовой последовательности. Субоптимальный метод комбинирования фазовой последовательности был введен в [4] с использованием двоичных последовательностей, которые обеспечивают пониженную вычислительную сложность с минимальным количеством испытаний для получения оптимальной фазовой последовательности. Метод обобщен в алгоритме 1. Этот метод обладает простотой

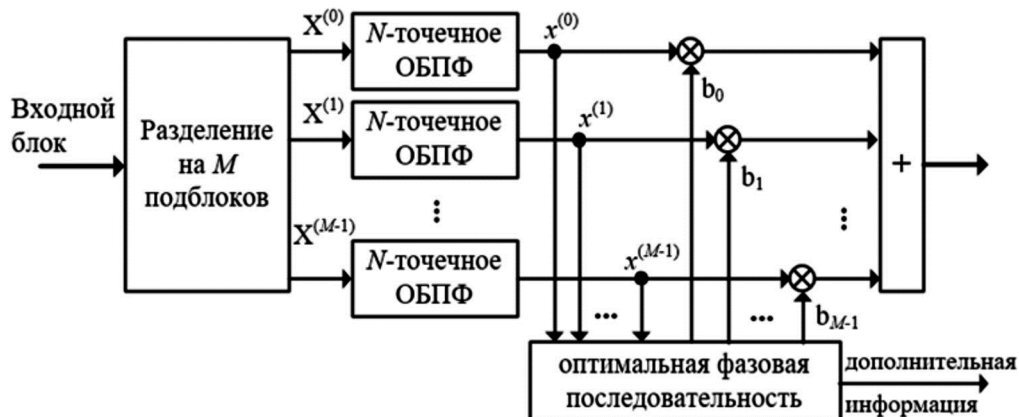


Рис. 1. Классическая блок-схема способа PTS

реализации и малой задержкой обработки. Поэтому в данной статье разработана новая схема PTS с использованием одного  $N/M$ -точечного ОДПФ и модифицированного алгоритма субоптимального метода поиска фазовой последовательности.

**Алгоритм 1:**

1. Входной блок данных разделяют на  $M$  подблоков.
2. Исходные значения:  $b_m = 1, m = \overline{0, M-1}$ . Вычисляют PAPR комбинированного сигнала с использованием (2), и устанавливают PAPR как PAPR\_min.
3.  $m$  начинается с 1.
4. Рассчитывают  $PAPR(\bar{x}_n)$  с использованием (2) для  $b_m = -1$ .

5. Если  $PAPR(\bar{x}_n) \geq PAPR\_min$ , возвращают  $b_m$  к единице, и выполняют переход к шагу 6. В противном случае выполняют обновление  $PAPR\_min = PAPR(\bar{x}_n)$  и переход к шагу 6.

6. Если  $m < M - 1$ , увеличивают  $m$  на 1, и выполняют возврат к шагу 4. В противном случае завершают процесс поиска оптимальной фазовой последовательности.

**Анализ предлагаемого способа PTS и аппаратной архитектуры**

**Описание алгоритма**

Свойства дискретного преобразования Фурье [5] использованы для снижения вычислительной сложности без изменения эффективности в снижении PAPR.

**Свойство 1.** Циклический сдвиг поднесущих вызывает фазовое вращение временного сигнала, выраженного следующим образом:

$$IFFT\{X\} = IFFT\{X_{(s)}\} \odot W_s, \tag{4}$$

где  $X_{(s)}$  – модифицированная версия вектора  $X$ , циклически сдвинутого на  $s$ ;  $\odot$  обозначает компонентное умножение векторов;  $W_s$  – вектор вращения фазы,  $W_s = \{e^{j2\pi sn/N} \mid n = \overline{0, N-1}\}$ .

**Свойство 2.** Если последовательность  $N$  поднесущих имеет вид

$$X' = \left[ X_0, \underbrace{0, \dots, 0}_{M-1}, X_M, \underbrace{0, \dots, 0}_{M-1}, \dots, X_{N-M}, \underbrace{0, \dots, 0}_{M-1} \right]^T, \tag{5}$$

то сигнал во временной области получается как:

$$x' = \frac{1}{M} \left[ \underbrace{IFFT\{\bar{X}'\}^T, \dots, IFFT\{\bar{X}'\}^T}_M \right] = \frac{1}{M} \left[ \underbrace{(\bar{x}')^T, \dots, (\bar{x}')^T}_M \right], \tag{6}$$

где  $M$  – число в виде степени двойки;  $\bar{X}' = [X_0, X_M, \dots, X_{N-M}]^T$  – децимированная последовательность;  $\bar{x}' = IFFT\{\bar{X}'\}$ .

В предлагаемой схеме способа PTS использовано разделение с перемежением, а количество подблоков  $M$  должно быть степенью двойки. При этом  $m$ -й подблок можно получить как:

$$X^{(m)} = \left[ \underbrace{0, \dots, 0}_{m-1}, X_m, \underbrace{0, \dots, 0}_{M-1}, X_{M+m}, \dots, \underbrace{0, \dots, 0}_{M-1}, X_{2M+m}, \dots, \underbrace{0, \dots, 0}_{M-1}, X_{N-M+m}, \dots, \underbrace{0, \dots, 0}_{M-1} \right]^T \tag{7}$$

Новый  $m$ -й подблок  $X^{(m)}$  может быть получен циклическим сдвигом на  $m$ -го подблока  $X^{(m)}$ :

$$X^{(m)} = \left[ X_m, \underbrace{0, \dots, 0}_{M-1}, X_{M+m}, \underbrace{0, \dots, 0}_{M-1}, \dots, X_{N-M+m}, \underbrace{0, \dots, 0}_{M-1} \right]^T. \tag{8}$$

Обозначим  $\bar{X}^{(m)}$  как децимированную последовательность подблока  $X^{(m)}$  и  $\bar{x}^{(m)}$  как сигнал во временной области, полученный с использованием ОДПФ последовательности  $\bar{X}^{(m)}$ :

$$\bar{X}^{(m)} = [X_m, X_{M+m}, X_{2M+m}, \dots, X_{N-M+m}]^T, \tag{9}$$

$$\bar{x}^{(m)} = IFFT\{\bar{X}^{(m)}\}. \tag{10}$$

$m$ -я последовательность частичной передачи может быть выражена с использованием свойства 1 и свойства 2 дискретного преобразования Фурье как:

$$x^{(m)} = \frac{1}{M} \left[ \underbrace{(\bar{x}^{(m)})^T, \dots, (\bar{x}^{(m)})^T}_M \right] \odot W_m. \tag{11}$$

Благодаря этим свойствам операции ДПФ  $M$  последовательностей частичной передачи могут быть вычислены с использованием одного блока  $N/M$ -точечного ОБПФ вместо выполнения  $M$  блоков  $N$ -точечного ОБПФ. Предлагаемый способ PTS обобщен в алгоритме 2.

В алгоритме 2 максимальная амплитуда комбинированного сигнала рассчитывается вместо вычисления PAPR, поскольку способ PTS не изменяет среднюю мощность сигнала. Алгоритм 2 может применяться для смежного и псевдослучайного разделений. При этом одиночный блок  $N$ -точечного ОБПФ преобразует последовательно  $M$  подблоков в  $M$  последовательностей частичной передачи.

**Алгоритм 2:** Предлагаемый алгоритм

1. Входной блок данных разделяют на  $M$  подблоков.
2. На вход блока  $N/M$ -точечного ОБПФ для получения  $\bar{x}^{(m)}$ ,  $m = \overline{0, M-1}$  поступают последовательно циклически сдвинутые подблоки  $\bar{X}^{(m)}$ .
3.  $M$  последовательностей частичной передачи  $x^{(m)}$  вычисляют с использованием (11). Рассчитывают  $\max\{|\bar{x}_n| = \left| \sum_{m=0}^{M-1} x^{(m)} \right|\}$ . Устанавливают  $x\_min = \max\{|\bar{x}_n| = \left| \sum_{m=0}^{M-1} x^{(m)} \right|\}$  и  $\{\bar{x}_n\}$  как  $x\_out$ .
4.  $m$  начинается с 1.
5. Вычисляют  $\max = \max\{|x\_out - 2x^{(m)}|\}$ . Если  $\max \geq x\_min$ , выполняют обновление  $b_m = 1$ , и выполняют переход к шагу 6. В противном случае выполняют

обновление  $x_{\min} = \max, b_m = -1$  и  $x_{\text{out}} = x_{\text{out}} - 2x^{(m)}$ , и выполняют переход к шагу 6.

6. Если  $m < M - 1$ , увеличивают  $m$  на 1, и выполняют возврат к шагу 5. В противном случае завершают процесс поиска оптимальной фазовой последовательности и устанавливают  $x_{\text{out}}$  как выход.

### Аппаратная блок-схема предлагаемого способа PTS на ПЛИС

Устройство, реализующее предлагаемый способ PTS, выполнено с помощью аппаратных средств на ПЛИС с представлением 16-битного числа с фиксированной запятой. Структурная блок-схема устройства на ПЛИС изображена на рис. 2. Она состоит из девяти основных блоков.

Блок разделения данных на  $M$  подблоков (блок 1) включает в себя два модуля памяти и модуль генерации адреса считывания данных. Объем каждого модуля памяти составляет  $N \times 16$  бит. Эти модули памяти предназначены для отдельного хранения вещественной и мнимой частей входного сигнала. Модуль генерации адреса считывания данных генерирует адрес по правилу разделения с перемежением для считывания данных из памяти для создания подблоков. Подблоки  $\bar{X}^{(m)}$  поступают последовательно на вход блока  $N/M$ -точечного ОБПФ.

Блок  $N/M$ -точечного ОБПФ (блок 2) преобразует подблоки  $\bar{X}^{(m)}$  во временной сигнал. Его выход подается на вход демультимплексора (блок 3), который отображает свой вход на  $M$  выходов  $\bar{x}^{(m)}$ . Блоки хранения вещественной и мнимой частей  $x_{\text{out}}$  (блок 4), состоящие из двух модулей памяти с объемом  $N \times 16$  бит, сначала хранят  $\bar{x}^{(0)}$ , а в процессе поиска оптимальной фазовой последовательности хранят данные на втором выходе блока сложения 9.

$(M-1)$  блоков хранения (блок 5), каждый из которых включает в себя два модуля памяти с объемом  $N/M \times 16$  бит, отдельно хранят вещественную и мнимую части входного сигнала.  $(M-1)$  выходов соединены со входами арифметического блока (блок 7).

$(M-1)$  блоков CORDIC sin-cos вычисляют  $(M-1)$  пар выходов  $\left\langle \cos\left(\frac{2\pi m}{N}n\right), \sin\left(\frac{2\pi m}{N}n\right) \right\rangle, m = \overline{1, M-1}$ .

Это эквивалентно генерации  $(M-1)$  векторов  $W_m$ , которые поступают на входы арифметического блока 7.

Арифметический блок 7 состоит из  $(M-1)$  умножителей, модуля сложения и модуля умножения на константу  $-2$ . Умножители умножают соответственно  $\bar{x}^{(m)}$  на  $W_m$  для формирования сигналов  $x^{(m)}$ . Модуль сложения блока 7 суммирует отсчеты всех сигналов  $x^{(m)}$ ,  $x_{\Sigma} = \sum_{m=1}^{M-1} x^{(m)}$ . Первый выход блока 7 представляет собой отсчеты  $-2x^{(m)}$ , поступающие на вход первого модуля сложения блока 8. В первой итерации процесса поиска оптимальной фазовой последовательности второй выход блока 7 представляет собой отсчеты  $x_{\Sigma}$ , а в других итерациях этот выход представляет собой сигнал  $-2x^{(m-1)}$ . Второй выход блока 7 подается на вход второго модуля сложения блока 8.

Модули сложения блока 8 суммируют входной сигнал, поступающий с выхода блока 7, с сигналом, считываемым из блока 4. Их выход поступает на вход блока 9, одновременно выход второго модуля сложения используется для обновления данных, сохраненных в блоке 4.

Блок 9 выполняет вычисление и сравнение максимальной амплитуды сигналов на входе для выбора оптимального бинарного значения  $b_m$ .

Для понимания принципа работы устройства, реализованного на ПЛИС, приводится алгоритм 3. Процедуры этого алгоритма повторяются для каждого OFDM символа.

#### Алгоритм 3: Принцип работы устройства

1. Входной блок данных разделяют на  $M$  перемеженных подблоков, поступающих на вход блока  $N/M$ -точечного ОБПФ.
2. Сигнал на выходе ОБПФ демультимплексируют на  $M$  последовательностей  $\bar{x}^{(m)}$ . Сохраняют  $\bar{x}^{(0)}$  в блоках памяти 4, а остальные в блоках памяти 5.
3. Вычисляют  $x^{(m)}, m = \overline{1, M-1}$  с использованием (11). Рассчитывают  $x_{\Sigma} = \sum_{m=1}^{M-1} x^{(m)}$ . Обозначают сигнал на выходе блока 4 как  $x_{\text{out}}$ .
4.  $m$  начинается с 1.
5. Если  $m = 1, x_{\Sigma} / -2x^{(m-1)} = x_{\Sigma}$ . В противном случае:

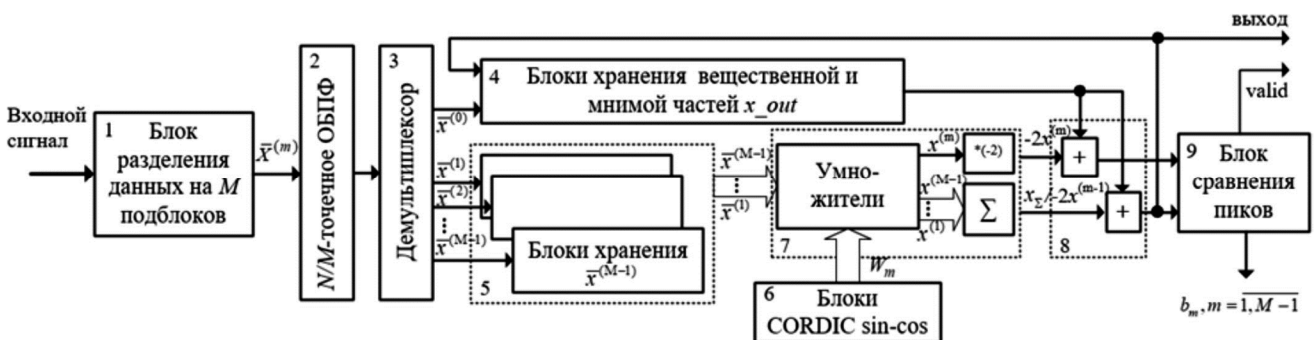


Рис. 2. Функциональная блок-схема устройства на ПЛИС

$x_{\Sigma} / -2x^{(m-1)} = 0$ , если  $b_{m-1} = 1$ , или  $x_{\Sigma} / -2x^{(m-1)} = -2x^{(m-1)}$ , если  $b_{m-1} = -1$ .

6. Вычисляют  $sum1 = x_{\Sigma} / -2x^{(m-1)}$ . Если  $m = M$ , устанавливают  $sum1$  как выход и завершают процесс поиска оптимальной фазовой последовательности. В противном случае сохраняют  $sum1$  в памяти блока 4 и вычисляют  $sum2 = x_{out} - 2x^{(m)}$ .

7. Если  $\max\{|sum1|\} \leq \max\{|sum2|\}$ , выполняют обновление  $b_m = 1$ . В противном случае  $b_m = -1$  и выполняют переход к шагу 8.

8. Увеличивают  $m$  на 1, и выполняют возврат к шагу 5.

**Анализ вычислительной сложности предлагаемой схемы PTS**

На основе проведенного выше анализа можно обобщить сравнение вычислительной сложности классической и предлагаемой схем PTS в табл. 1.

Хорошо известно, что для реализации операции  $N$ -точечного ОБПФ в алгоритме Кули-Тьюки требуются  $N/2 \log_2 N$  комплексных умножений и  $N \log_2 N$  комплексных сложений [6]. Таким образом, схема С-PTS затрачивает  $MN/2 \log_2 N$  комплексных умножений и  $MN \log_2 N$  комплексных сложений для генерации  $M$  последовательностей  $\bar{x}^{(m)}$ . Для предлагаемой схемы PTS единственный блок  $N/M$ -точечного ОДПФ используется для вычисления  $M$  сигналов  $\bar{x}^{(m)}$ . Поэтому используется  $N/(2M) \log_2(N/M)$  комплексных умножений и  $N/M \log_2(N/M)$  комплексных сложений. Кроме того, предлагаемая схема PTS требует  $(M-1)$  блоков CORDIC для генерации  $(M-1)$  векторов  $W_m$ . Тем не менее, потребляемые ресурсы CORDIC-алгоритма на ПЛИС незначительные [7]. Более того, для схемы С-PTS необходим большой объем памяти. Таким образом, можно сделать заключение, что предлагаемый способ PTS значительно снижает вычислительную сложность.

**Экспериментальные результаты**

Эффективность предлагаемого способа PTS была оценена в среде Matlab с помощью функции выборочного вероятностного распределения CCDF (complementary cumulative distribution function), где CCDF представляет собой вероятность того, что PAPR превышает заданный порог  $PAPR_0$ . Были использованы нормированные символы модуляции 64-QAM в качестве входа системы OFDM, количество поднесущих  $N = 1024, 512$  и  $256$ , количество подблоков  $M = 8$  и  $16$ . Результаты исследования представлены в табл. 2.

Результаты исследования в табл. 2 показывают, что большой выигрыш в снижении пик-фактора OFDM сигнала

получен при разделении OFDM символа на  $M \leq 8$  подблоков. PAPR OFDM сигнала понижается незначительно при  $M \geq 16$ .

На рис. 3 и рис. 4 в качестве примера приведены результаты снижения пиковой мощности способа PTS в среде Matlab при различном количестве используемых подблоков.

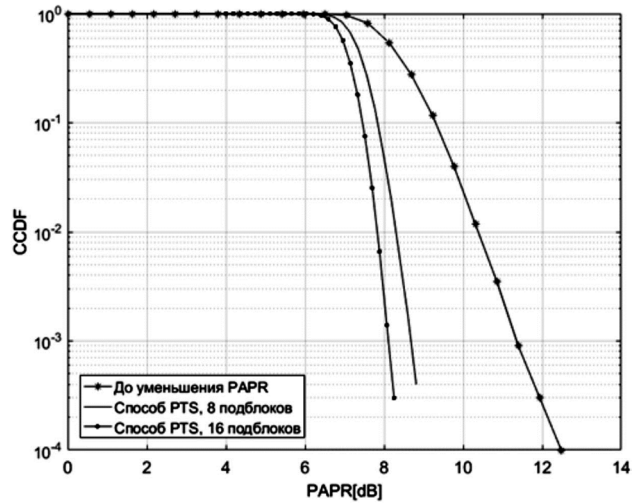


Рис. 3. PAPR CCDF способа PTS при  $N = 512$

Экспериментальные результаты предлагаемой схемы способа PTS на ПЛИС в среде System Generator for DSP проиллюстрированы на рис. 5 на примере одного OFDM символа при  $N = 512$  и  $M = 8$ . На рис. 5 показано, что амплитуда оригинального сигнала составляет примерно 4,4 В, амплитуда сигнала после обработки уменьшения PAPR составляет примерно 2,7 В. Таким образом, отношение пиковой амплитуды OFDM сигнала до и после обработки будет примерно 1,6, т.е. пиковая мощность снижается на примерно 4 дБ

$$\left( 10 \log_{10} \left( \frac{4,4}{2,7} \right)^2 \approx 4 \text{ дБ} \right).$$

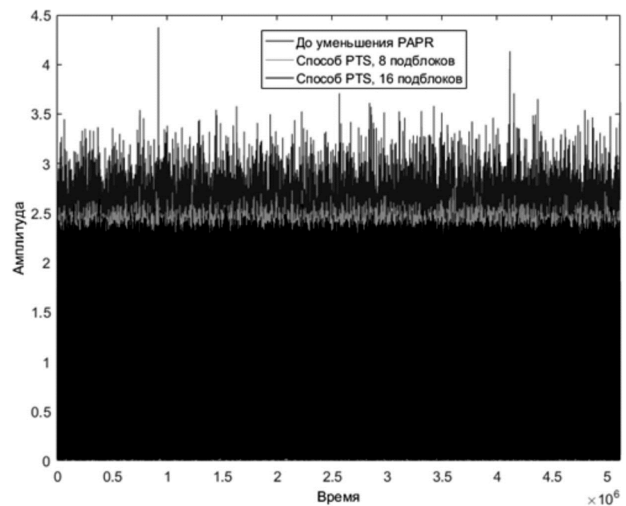


Рис. 4. Амплитуда OFDM сигналов до и после обработки

Таблица 1. Вычислительная сложность классической и предлагаемой схем PTS

Вид ресурсов	Классическая схема PTS	Предлагаемая схема PTS
Количество блоков $N$ -точечного ОБПФ	$M$	0
Количество блоков $N/M$ -точечного ОБПФ	0	1
Количество пар памяти с объемом $N \times 16$ бит	$M+1$	2
Количество пар памяти с объемом $N/M \times 16$ бит	0	$M-1$
Количество встроенных умножителей	2	2
Количество комплексных умножителей	0	$M-1$
Количество блоков CORDIC sin-cos	0	$M-1$

Таблица 2. Результаты моделирования

Количество поднесущих	256	512	1024
Исходный PAPR (дБ) при вероятности CCDF $10^{-4}$	12,60	13,02	13,02
PAPR после обработки (дБ) для 8/16 подблоков	8,48 / 8,13	9,02 / 8,44	9,22 / 8,64
Выигрыш (дБ) для 8/16 подблоков	4,12 / 4,47	4,0 / 4,58	3,80 / 4,38

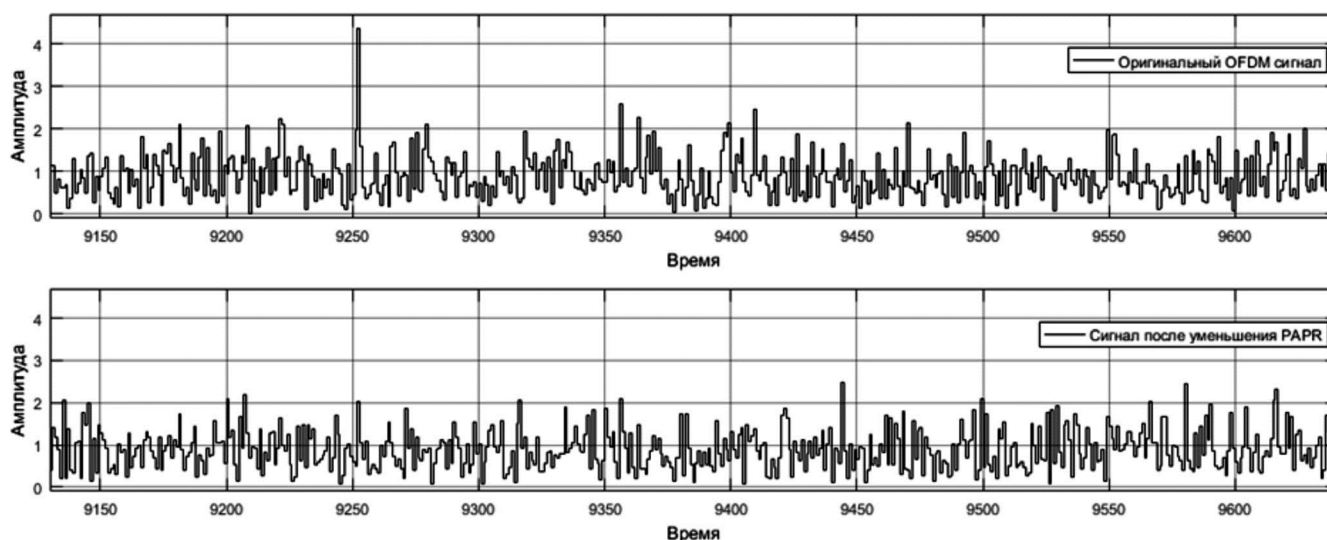


Рис. 5. Экспериментальные результаты в среде System Generator

## Заключение

В этой статье проведена новая схема способа PTS для снижения пик-фактора OFDM сигнала, использующая один блок ОДПФ. Для уменьшения вычислительной сложности используются свойства дискретного преобразования Фурье. Также проанализировано устройство для реализации предлагаемой схемы на ПЛИС. Теоретический анализ показывает, что предлагаемая схема PTS может значительно снизить вычислительную сложность по сравнению с C-PTS.

## Литература

1. Han S.H. and Lee J.H. An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission // IEEE Wireless Communications, vol. 12, no. 2, pp. 56–65, April 2005.
2. Jiang T. and Wu Y. An Overview: Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for OFDM Signals //

IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 54, no. 2, pp. 257–268, June 2008.

3. Muller S.H. and Huber J.B. OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences // IEE Electronics Letters, vol. 33, no. 5, pp. 36–69, Feb. 1997.
4. Cimini L.J., Sollenberger N.R. Peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal using partial transmit sequences // IEEE Commun. Letters, vol. 4, no. 3, pp. 86–88, Mar. 2000.
5. Wang C.-L., Wang S.-S., Chang H.-L. A low-complexity SLM based PAPR reduction scheme for SFBC MIMO-OFDM systems // Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conf. (WCNC), Quintana-roo, Mexico, pp. 1449–1453, Mar. 2011.
6. Xilinx, pg109, Fast Fourier Transform v9.0 // LogiCORE IP Product Guide, 97p, Nov. 2015.
7. Xilinx, pg105, CORDIC v6.0 // LogiCORE IP Product Guide, 65 p., Nov. 2016.

УДК 621.39

## РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКИ УСИЛЕНИЯ ДЛЯ РЕЧЕВОГО СИГНАЛА

Филимонов В.А., к.т.н., доцент ВАС им. С.М. Буденного, e-mail: awgn@yandex.ru.

### DEVELOPMENT OF AUTOMATIC GAIN CONTROL ALGORITHM OF FOR SPEECH SIGNAL

Filimonov V.A.

This article discusses AGC automatic gain control algorithms for digital analytical input signal. Derivation of AGC algorithm for digital analytical speech signal is given. Impact of input signal response and algorithm changeable parameters on output signal response is described. Realization of discuss is possible only on the base of signal digital processing. Algorithm efficiency is confirmed in programmable way. Programmed listings are given in the article text. Special feature of discussed algorithms is their potential resistance defined by lack of feedback circuits.

**Key words:** automatic gain control, speech signal, digital signal processing.

**Ключевые слова:** автоматическая регулировка усиления, речевой сигнал, цифровая обработка сигналов.

#### Введение

Основной задачей автоматической регулировки усиления (АРУ) является поддержание постоянной амплитуды выходного сигнала при изменении амплитуды входного сигнала.

В общем виде АРУ является нелинейной, нестационарной, зависящей от сигнала системой с обратной связью. Именно поэтому анализ системы АРУ выполняется скорее эмпирически, чем математически, а сами системы так мало обсуждаются в литературе по ЦОС [1]. Разработка качественной системы АРУ на основе ЦОС является нетривиальной задачей. В зависимости от вида входного сигнала (непрерывный или дискретный цифровой сигнал) системы АРУ могут иметь различные структуры. Представленные в технической литературе алгоритмы АРУ (например, [1]) не используют преимуществ ЦОС, и являются переносом, с незначительными дополнениями, алгоритмов аналоговой схемотехники на цифровой сигнал.

Основным преимуществом ЦОС для систем АРУ является возможность использования аналитического сигнала. В основе любой системы АРУ для аналитического сигнала лежит алгоритм нормализации сигнала, называемый еще мгновенным АРУ. Рассмотрим его более подробно.

Как известно, любой отсчет цифрового аналитического сигнала представляет собой комплексное число:

$$\dot{s}(n) = \operatorname{Re}\{\dot{s}(n)\} + i\operatorname{Im}\{\dot{s}(n)\},$$

которое может быть представлено в показательной форме:

$$\dot{s}(n) = |\dot{s}(n)|e^{i\theta},$$

$$\text{где } \theta = \arctg \frac{\operatorname{Im}\{\dot{s}(n)\}}{\operatorname{Re}\{\dot{s}(n)\}}, \quad |\dot{s}(n)| = \sqrt{[\operatorname{Re}\{\dot{s}(n)\}]^2 + [\operatorname{Im}\{\dot{s}(n)\}]^2}.$$

Рассматриваются алгоритмы автоматической регулировки усиления (АРУ) при использовании цифрового аналитического входного сигнала. Представлен вывод алгоритма АРУ для цифрового аналитического речевого сигнала и описано влияние качества входного сигнала и изменяемых параметров алгоритма на качество выходного сигнала. Работоспособность алгоритмов подтверждена экспериментально, листинги программ приведены в тексте статьи. Особенность рассматриваемых алгоритмов является их потенциальная устойчивость, обусловленная отсутствием цепей обратной связи.

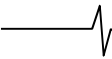
Нормализация цифрового сигнала производится согласно следующего выражения:

$$\dot{s}_n(n) = \frac{\dot{s}(n)}{|\dot{s}(n)|}. \quad (1)$$

Нормализация сигнала, согласно (1), идеально подходит, например для устранения паразитной амплитудной модуляции, в случае если цифровой сигнал  $\dot{s}(n)$  является гармоническим колебанием (комплексной экспонентой). Пример устранения амплитудной модуляции представлен в листинге 1.

Листинг 1

```
clc;
clear;
N = 8000; % количество отсчетов сигнала
n = 0:1:N-1; % нормированное время
f0 = 500; % частота сигнала
fs = 8000; % частота дискретизации
s = sin(2*pi*f0*n/fs); % + sin(pi*f0*n/fs); % действительный сигнал
% *** МОДУЛИРУЕМ ПО АМПЛИТУДЕ
s_m = s.*(1 + 0.8*sin(2*pi*10*n/fs));
% s_m = awgn(s_m, 20); % добавление шума
% *****
s_h = hilbert(s_m); % аналитический сигнал
figure;
plot(real(s_h)); grid on; hold on;
plot(imag(s_h), 'r');
title('Сигнал на входе');
figure;
plot(abs(s_h)); grid on;
title('Амплитудная огибающая сигнала');
% нормализация сигнала
s_n = s_h./(abs(s_h));
```



```
figure;
plot(real(s_n)); grid on; hold on;
plot(imag(s_n), 'r');
title('Сигнал после нормализации');
```

Однако, если сигнал  $\hat{s}(n)$  представляет собой смесь гармонического колебания и шума, то нормализация сигнала приводит к искажению сигнала. Вследствие нелинейности операции (1), искажения так же будут нелинейными. В случае если сигнал  $\hat{s}(n)$  представляет собой сумму гармонических колебаний с различной частотой, нормализация сигнала так же приведет к неустранимым искажениям. Таким образом, мгновенная АРУ (нормирование сигнала) имеет очень ограниченное применение.

Последовательность абсолютных величин комплексных отсчетов представляет собой амплитудную огибающую сигнала (см. листинг 1, усреднение которой позволяет оценивать плавные изменения амплитуды сигнала, при этом временной интервал усреднения зависит от скорости изменения амплитуды сигнала (амплитудной огибающей). Усреднение амплитудной огибающей можно произвести с помощью однородного фильтра (фильтра скользящего среднего) [1], [3].

Для выравнивания амплитуды сигнала применяется та же процедура, что и при нормализации сигнала (1), но в знаменателе используется не модуль абсолютного значения отсчета, а усредненное значение огибающей.

Так как операция усреднения выполняется с помощью КИХ-фильтра, то усредненный сигнал будет задержан относительно входного. Величина задержки равна половине длины импульсной характеристики однородного фильтра [2]. Тогда изменение абсолютного значения текущего отсчета будет производиться по прошедшим отсчетам. Более правильно производить изменения текущего отсчета, исходя из значений прошедших и предшествующих отсчетов. ЦОС позволяет это выполнить путем задержки обрабатываемого сигнала (листинг 2).

Листинг 2

```
clc;
clear;
N = 8000; % количество отсчетов сигнала
n = 0:1:N-1; % нормированное время
f0 = 500; % частота сигнала
fs = 8000; % частота дискретизации
s = sin(2*pi*f0*n/fs) + sin(pi*f0*n/fs); % действительный сигнал
% % *** МОДУЛИРУЕМ ПО АМПЛИТУДЕ (амплитудные искажения)
s_m = s.*(1 + 0.5*sin(2*pi*5*n/fs));
% % *****
s_h = hilbert(s_m); % аналитический сигнал
figure;
plot(real(s_h)); grid on; hold on;
plot(imag(s_h), 'r');
title('Сигнал на входе');
% ***** АРУ *****
K = 50; % длительность усреднения в нормированном времени
h = 1:1:K;
h = h./h; % коэффициенты однородного фильтра
s_sr = (1/K)*filter(h, 1, abs(s_h)); % усредненное значение огибающей
% Задержка обрабатываемого сигнала равна половине ИХ фильтра
h_zad = 1:1:ceil(K/2);
```

```
h_zad = [h_zad*0 1];
s_h_zad = filter(h_zad, 1, s_h);
y_aru = s_h_zad./s_sr; % выравнивание уровня сигнала
figure;
plot(real(y_aru)); grid on; hold on;
plot(imag(y_aru), 'r');
title('Сигнал на выходе АРУ');
```

По результату работы программы можно увидеть первоначальные искажения сигнала, вызванные переходными процессами фильтра. Изменяя амплитуду входного сигнала можно заметить, что амплитуда выходного сигнала не изменяется. Изменяя длительности усреднения в большую и меньшую сторону, можно сделать вывод: увеличение длительности усреднения (подставьте  $K = 1000$ ) приводит к тому, что система АРУ не отслеживает изменения амплитуды сигнала, уменьшение длительности приводит к искажению многочастотного сигнала, а при  $K = 1$  происходит нормализация сигнала.

При неизвестном периоде паразитной амплитудной модуляции поиск оптимальной длины усреднения становится невыполнимой задачей.

Описанный выше алгоритм АРУ не подходит для речевого сигнала. Сложность создания систем АРУ для речевого сигнала обусловлена наличием пауз между словами, фразами и отдельными слогами. Оцифрованный речевой сигнал (как и исходный аналоговый) всегда имеет незначительный шум в паузах, как минимум шум квантования. Незначительный шум в паузах будет усиливаться системой АРУ до номинального уровня выходного сигнала. Для борьбы с этим эффектом можно выполнять блокирование системы АРУ на время пауз. Однако, решение задач определения порога срабатывания, временных границ пауз, переходных процессов и др. приводит к труднореализуемой системе.

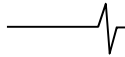
Другой подход к решению данной проблемы представлен в алгоритме, рассмотренном ниже. К сожалению, данный алгоритм разработан эвристическим, а не математическим методом. Для проверки работоспособности алгоритма необходимо воспользоваться студийной записью речи в формате wav, или записать файл данного формата самостоятельно, используя микрофон и звуковую карту компьютера совместно с программой в среде Matlab составленной на основе листинга 3.

Листинг 3

```
clc;
clear;
fs = 22050; % частота дискретизации
s = wavrecord(14*fs, fs); % длительность 14 секунд
s = s'; % перевод в вектор-строку
figure;
plot(s); grid on;
title('Временная форма речевого сигнала');
% *****
wavwrite(s, fs, 'My_voice.wav'); % запись в файл
```

Алгоритм АРУ для речевого сигнала в целом повторяет алгоритм рассмотренный выше. Однако к усредненному значению огибающей сигнала добавляется постоянная составляющая, значение которой больше на порядок максимальных абсолютных значений шума в паузах речевого сигнала. Данную операцию можно вы-





полнить путем добавления к модулю каждого отсчета усредненного значения огибающей константы  $L$ . Тогда сигнал на выходе системы АРУ получается следующим образом:

$$\dot{s}_{\text{ВЫХ}}(n) = \frac{\dot{s}_{\text{ВХ}}(n)}{|\dot{s}_{\text{СП}}(n)| + L} \quad (2)$$

Выбор значения  $L$  зависит от мощности шума в паузах входного сигнала. Найти данное значение можно только эмпирическим путем, т.к. качество входного и выходного сигнала можно оценить только методом субъективной оценки разборчивости речи. Очевидно, что значение  $L$  влияет как на среднее абсолютное значение (уровень) шума в паузах выходного сигнала, так и на степень выравнивания уровня речевого сигнала между паузами.

Степень влияния константы  $L$  на выходной сигнал зависит от уровня входного сигнала. Так мощность шума в паузах речевого сигнала на выходе системы АРУ зависит как от значения  $L$ , так и от мощности шума в паузах на входе системы, точнее от их соотношения. Исключив из выражения (2) усреднение, выведем зависимость абсолютного значения амплитудной огибающей выходного сигнала  $|\dot{s}_{\text{ВЫХ}}(n)|$  в паузах от отношения

$L/|\dot{s}_{\text{ВХ}}(n)|$ , с учетом ряда ограничений. Не будем учитывать переходные процессы возникающие в моменты перехода от сигнала к паузе, кроме того примем, что входной сигнал в паузах (шум) имеет постоянную амплитудную огибающую, следовательно  $|\dot{s}_{\text{СП}}(n)| = |\dot{s}_{\text{ВХ}}(n)|$ .

Тогда, исходя из выражения (2), амплитудная огибающая выходного сигнала равна

$$|\dot{s}_{\text{ВЫХ}}(n)| = \frac{|\dot{s}_{\text{ВХ}}(n)|}{|\dot{s}_{\text{ВХ}}(n)| + L} = \frac{|\dot{s}_{\text{ВХ}}(n)|}{|\dot{s}_{\text{ВХ}}(n)| + L} \quad (3)$$

Разделив числитель и знаменатель правой части выражения (3) на  $|\dot{s}_{\text{ВХ}}(n)|$ , получаем:

$$|\dot{s}_{\text{ВЫХ}}(n)| = \frac{1}{1 + L/|\dot{s}_{\text{ВХ}}(n)|} \quad (4)$$

Графически данную зависимость (рис. 1) можно получить, используя листинг 4.

Листинг 4

```
clc;
clear;
delta = 0:0.01:10;
S_sh = 1./(1+delta);
figure;
plot(delta, S_sh); grid on;
```

Таким образом, уровень шума в паузах выходного речевого сигнала зависит не столько от уровня входного шума в паузах, сколько от соотношения  $L$  к  $|\dot{s}_{\text{ВХ}}(n)|$ . Отметим, что увеличение этого соотношения приводит к уменьшению выходного уровня сигнала в целом. Кроме того оно влияет на степень выравнивания уровня речевого сигнала между паузами, при этом степень выравнивания улучшается с уменьшением значения  $L$  (отношения  $L/|\dot{s}_{\text{ВХ}}(n)|$ ).

Следовательно, для уменьшения шума в паузах

необходимо увеличивать значение  $L$  (отношение  $L/|\dot{s}_{\text{ВХ}}(n)|$ ), а для улучшения выравнивания сигнала между пауз надо его уменьшать. Данное противоречие приводит к тому, что для получения качественной работы алгоритма АРУ, основанной на выражении (2), необходимо, чтобы входной сигнал имел минимально возможный шум в паузах.

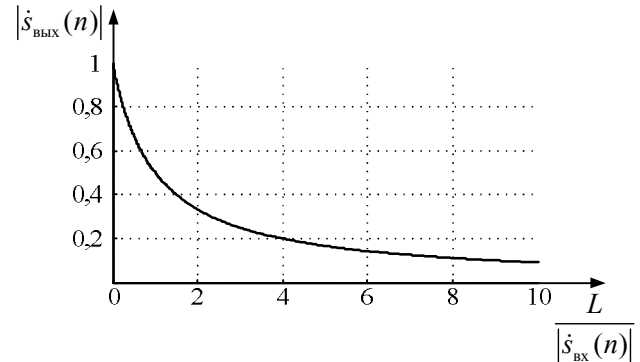


Рис. 1. Зависимость абсолютного значения выходного сигнала от соотношения  $L/|\dot{s}_{\text{ВХ}}(n)|$

Данный алгоритм имеет еще один варьируемый параметр – длительность усреднения, который влияет на степень выравнивания сигнала между паузами, так же данный параметр влияет на длительность переходных процессов на границах пауз. Исследование алгоритма на студийных записях показали, что длительность усреднения должна быть выбрана равной периоду стационарности речевого сигнала составляющего 1–2 мсек.

Полностью описанный алгоритм представлен в листинге 5.

Листинг 5

```
clc;
clear;
[s, Fs] = wavread('My_voice.wav'); % чтение данных из файла
Fs % частота дискретизации
s = s'; % перевод в вектор-строку
n = 0:1:length(s)-1; % нормированное время
figure;
plot(n, s); grid on;
title('Временная форма речевого сигнала до АРУ');
disp('Воспроизведение входного сигнала')
sound(s, Fs); % воспроизведение входного сигнала
s_h = hilbert(s); % аналитический сигнал
% *** АРУ ***
% время стационарности 1-2 мсек, т.е. K =
Fs*0.001(0.002) = 22(44)
% при K = 1 и L = 0 производится нормализация сигнала
K = 22;
h = 1:1:K;
h = h./h; % коэффициенты однородного фильтра
S = (1/K)*filter(h, 1, abs(s_h));
figure;
plot(n, S); grid on;
title('Временная форма усредненной огибающей сигнала');
% ***** Задержка входного сигнала
% *****
h_zad = 1:1:ceil(K/2); % равна половине длины ИХ
h_zad = [h_zad*0 1];
s_h_zad = filter(h_zad, 1, s_h);
% ***** Выравнивание сигнала *****
L = 0.1; % уровень добавляемой постоянной составляющей
y_aru = s_h_zad./(S + L);
```

```

y_aru = 0.5*y_aru; % изменение амплитуды выходно-
го сигнала
figure;
plot(n, real(y_aru)); grid on; hold on;
plot(n, imag(y_aru), 'r');
title('Временная форма речевого сигнала после
APV');
% *****
disp('Воспроизведение выходного сигнала')
sound(real(y_aru), Fs);

```

Преимуществом данного алгоритма являются отсутствие цепей обратной связи и условных операторов (if, for и т.п.). Основной недостаток алгоритма – повышение уровня шума в паузах речевого сигнала.

К сожалению, в технической литературе отсутствует методика проверки качества систем APV для речевых сигналов. Общеизвестным параметром речевого сигнала является пик-фактор (отношение максимального значения к среднеквадратическому отклонению или максимальной мгновенной мощности к средней). Качество работы APV можно оценить сравнением вероятностей распределения значений отсчетов случайного цифрового речевого сигнала до и после выравнивания (листинг 6 в дополнении к листингу 5).

Листинг 6

```

pik_faktor_input = (abs(max(s)))/(std(s,1))
pik_faktor_output =
(max(abs(y_aru)))/(std(abs(y_aru),1))
% ***** ГИСТОГРАММЫ *****
setka = -1:1/128:1; % получаем 257 уровней оцени-
вания

```

```

N = length(s); % длина обрабатываемого сигнала
% вычисление вероятности распределения значений
p_u_q = (1/N)*hist(s, setka);
figure;
stem(setka, p_u_q); grid on;
title('Распределение вероятностей записанного го-
лоса');
% вычисление вероятности распределения значений
p_u_q = (1/N)*hist(real(y_aru), setka);
figure;
stem(setka, p_u_q); grid on;
title('Распределение вероятностей голоса после
APV');

```

Результат работы программы показывает, что сигнал после APV имеет более прямоугольную форму распределения случайных значений и его пик-фактор меньше. Однако оба эти параметра не учитывают пауз в речевом сигнале, следовательно, данные оценки не являются полностью объективными.

### Литература

1. Ричард Лайонс. Цифровая обработка сигналов: Второе издание. Пер. с англ. - М.: ООО «Бином-Пресс», 2006 г. - 656 с.
2. Солонина А.И., Улахович Д.А., Арбухов С.М., Соловьева Е.Б. Основы цифровой обработки сигналов. Изд. 2-е. - СПб.: БВХ-Петербург, 2005. - 768 с: ил.
3. Юкио Сато Цифровая обработка сигналов. Пер. с яп. Селениной Т.Г. М.: Додэка-XXI, 2010. - 176 с: ил.



Отдел оптовых поставок  
E-mail: [opt@bhv.spb.su](mailto:opt@bhv.spb.su)



### Солонина А.И.

#### Цифровая обработка сигналов в зеркале MATLAB

*Рецензенты:* Е.Б. Соловьева, д-р техн. наук, завкафедрой теоретических основ электротехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ»; А.А. Монаков, д-р техн. наук, проф. кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

Учебное пособие представляет собой базовый курс по цифровой обработке сигналов с традиционными темами: линейные дискретные системы; эффекты квантования в цифровых системах с фиксированной точкой; дискретные сигналы с описанием в частотной области, включая алгоритмы дискретного и быстрого преобразований Фурье; случайные процессы и их статистические характеристики; методы непараметрического и параметрического спектрального анализа; цифровые фильтры общего и специального назначения; многоскоростные системы и их полифазные структуры; банки фильтров; основы адаптивной обработки сигналов.

Теория ЦОС преподносится с позиции моделирования в MATLAB: теоретические аспекты базовых методов и алгоритмов ЦОС увязываются с их моделированием в MATLAB и иллюстрируются соответствующими примерами.

Книга предназначена для студентов и преподавателей вузов, а также специалистов в области цифровой обработки сигналов.

**Солонина Алла Ивановна**, кандидат технических наук, доцент кафедры радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича с многолетним научно-методическим и педагогическим стажем, автор многочисленных публикаций и книг по цифровой обработке сигналов, в том числе «Алгоритмы и процессоры цифровой обработки сигналов», «Основы цифровой обработки сигналов. Курс лекций», «Цифровая обработка сигналов. Моделирование в MATLAB», «Цифровая обработка сигналов. Моделирование в Simulink», «Цифровая обработка сигналов и MATLAB», выпущенных издательством «БХВ-Петербург».

УДК 621.391

## РЕАЛИЗАЦИЯ СИСТЕМЫ КОДИРОВАНИЯ С УМЕНЬШЕНИЕМ ПИК-ФАКТОРА OFDM СИГНАЛОВ

*Ле Ван Ку, аспирант кафедры «Мультимедийных технологий и телекоммуникаций» МФТИ,  
e-mail: v.dvorkovich@mail.ru.*

### IMPLEMENTATION OF AN OFDM CODING SYSTEM WITH PAPR REDUCTION

*Le Van Ku*

*In this paper we analyze the structure of a radio signal with OFDM modulation and conduct a study (research) to reduce the Peak to Average Power Ratio (PAPR) by the use of some carrier frequencies (Tone reservation), by extending some modulation constellation points around of the constellation (Adaptive Active Constellation Extension). As a result of joint research and such methods of processing, PAPR of OFDM signals is reduced significantly (about above 5 dB) and the efficiency of using output amplifiers of the transmitting means is improved.*

**Key words:** OFDM modulation, reduce PAPR, Adaptive Active Constellation Extension.

**Ключевые слова:** OFDM сигнал, пик-фактор, метод резервных несущих, метод адаптивного изменения сигнального созвездия.

#### Описание итерационного алгоритма обработки OFDM сигналов

Суть метода *резервных несущих (Tone reservation)* заключается в выделении нескольких несущих для формирования «ядра», обеспечивающего снижение пик-фактора [3, 4, 5]. Алгоритм обеспечивает поиск наибольших пиков OFDM сигнала и формирование с использованием реализованного ядра анти-пиков для снижения уровня таких выбросов.

Итерационный алгоритм последовательно находит максимальный экстремум в сигнале OFDM и обеспечивает его подавление до величины  $V_{clip}$ . Этот алгоритм реализован с применением двух критериев оптимизации, основанных на выборе:

- оптимального или квазиоптимального ядра,
- наиболее подходящего значения  $V_{clip}$ .

В [1] предложены ряд вариантов и методов оптимизации двух таких критериев.

Основной идеей алгоритма *адаптивного расширения активного созвездия (Adaptive ACE)* [6, 7] является создание анти-пика сигнала для уменьшения PAPR путем преобразования области отсечения в шумовую составляющую в возможной области расширения сигнального созвездия и обеспечения удаления внеполосного искажения путем фильтрации.

На рис. 1 в качестве примера приведен результат обработки выбросов OFDM сигнала за счет применения алгоритмов TR и A-ACE. На рис. 2 показан результат нормирования сигналов по уровню, перед передачей на усилитель мощности.

Реализация указанной последовательности алгоритмов позволяет снизить пик-фактор сигнала в среднем на 5,7 дБ. Учитывая, что исходный пик-фактор составляет порядка 12 дБ, после обработки он равен

*Статья посвящена аппаратной реализации системы обработки OFDM сигналов с использованием значительного уменьшения пик-фактора с применением последовательной обработки сигнала методом резервных несущих (Tone reservation - TR) и метода адаптивного изменения сигнального созвездия (Adaptive Active Constellation Extension - A-ACE) [1]. Показано, что эти методы обработки OFDM радиосигналов позволяют существенно снизить пик-фактор (более 5 дБ) и тем самым повысить эффективность применения выходных усилителей мощности передающих средств. При анализе параметров реального сигнала применялся OFDM сигнал, у которого каждый OFDM символ содержит 553 синусоидальных колебаний с модуляцией QAM 16 с заданными случайными значениями уровней и фаз. При этом для анализа плотностей распределения этих сигналов применялась ДПФ с длиной 5000 отчетов.*

6,3 дБ. Причем после нормирования сигнала по уровню, средняя мощность сигналов с применением методов TR и A-ACE повышается на 5 дБ и более.

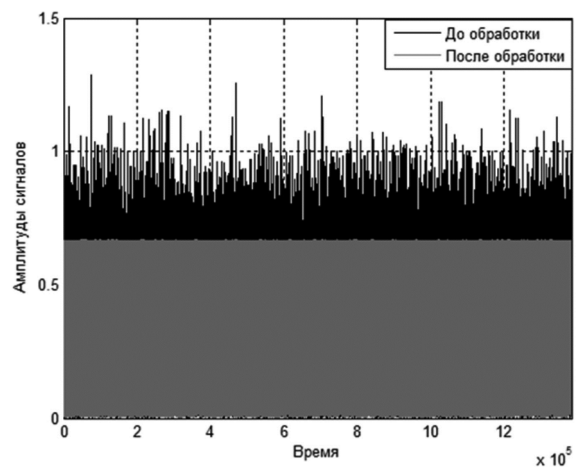


Рис. 1. Амплитуды сигнала до и после алгоритмов TR и A-ACE

Для проведения исследований использовался анализатор спектра AgilentE4407B (рис. 3) и усилитель мощности FMA500.043.

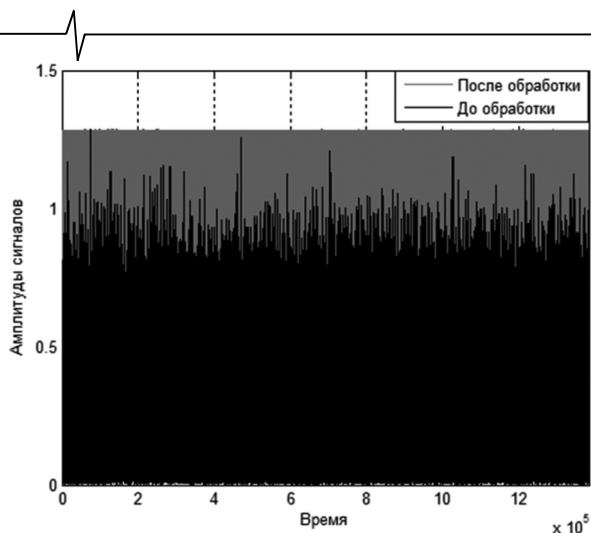


Рис. 2. Амплитуды сигнала после нормирования по уровню

### Результаты исследований. Выводы

Результаты исследований приведены ниже в табл. 1. При анализе применялся OFDM сигнал, параметры которого соответствовали сигналу системы РАВИС с полосой 250 кГц. Сигналы передавались через усилитель мощности (УМ) и направленный ответвитель для измерения мощности в анализаторе спектра.

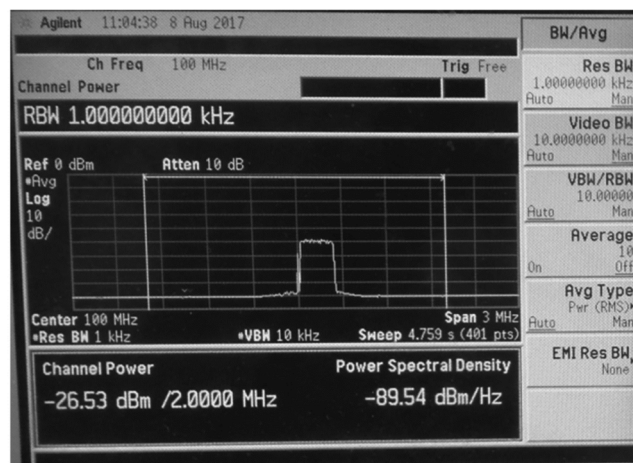


Рис. 3. Анализатор спектра

По результатам исследований можно сделать вывод: результат экспериментов на реальном устройстве хорошо согласуется с компьютерным моделированием, то есть удается увеличить мощность сигнала более, чем на 5 дБ.

Автор благодарит Бибикова Александра Михайловича за помощь в обработке сигналов на реальной системе.

Таблица 1. Мощности сигналов с и без применения алгоритмов при различных коэффициентах усиления

Номер попытки измерения (при различных мощностях)	Мощность сигналов с применением алгоритмов (dBm)	Мощность сигналов без применения алгоритмов (dBm)	Разность между мощностями с и без обработки (dBm)
1	-24,8	-31,1	6,3
2	-24,1	-30,0	5,9
3	-23,0	-28,8	5,8
4	-22,0	-27,7	5,7
5	-21,0	-26,7	5,7
6	-20,4	-25,7	5,3

### Литература

1. Ле Ван Ки, Исследование алгоритмов обработки сигналов с OFDM модуляцией и разработки рекомендации по уменьшению пик-фактора // Цифровая обработка сигналов, 2016 г., № 1, с. 29-33.
2. Дворкович В.П., Дворкович А.В., Иртюга В.А., Тензина В.В. Новая аудиовизуальная информационная система // Broadcasting. Телевидение и радиовещание. – 2005. – № 5. – С. 52-56.
3. Коржихин Е.О., Власюк И.В., Методы снижения пик-фактора в системах наземного цифрового телевизионного вещания стандарта DVB-T2//T- Comm - Системы подвижной связи и цифрового телерадиовещания. Выпуск по итогам 6-й отраслевой научной конференции МТУСИ «Технологии информационного об-

- щества», М.: «ИД Медиа Паблшер» – 2012 г. – № 9 – с. 83-86.
4. ETSI EN 302 755 V1.3.1 (2012-04) Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2).
5. Tellado, J., Cioffi, J.M., PAR Reduction in Multicarrier Transmission Systems.
6. Grace R. Woo, Douglas L. Jones, Peak Power Reduction in MIMO OFDM via Active Channel Extension // IEEE 2636 - 2639 Vol. 4, 16-20 May 2005.
7. Madhuri P., Dr Malleswari B.L., Peak-To-Average Power Ratio Reduction by CB-ACE and Adaptive Ace Algorithms // ISSN 2250-2459, Volume 2, Issue 2, February 2012.

УДК 519.6

## ЦЕЛОЧИСЛЕННЫЙ АЛГОРИТМ ГЕНЕРАЦИИ СИНУСОИДАЛЬНОГО СИГНАЛА

*Благодаров А.В., к.т.н., доцент кафедры «Вычислительная и прикладная математика» Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: rnf@rambler.ru.*

## INTEGER SINE WAVE GENERATION ALGORITHM

*Blagodarov A.V.*

*A sine wave generation algorithm without any real operations is offered. The program source code is attached.*

**Key words:** algorithm, wave, sine signal, generator, DDA, Integer Wave Algorithm.

**Ключевые слова:** алгоритм, синусоидальный сигнал, целочисленный волновой алгоритм, генератор, цифровой дифференциальный анализатор.

*Предложен алгоритм генерации синусоидального сигнала, не использующий вещественные вычисления с плавающей точкой. Приведен текст программы, реализующей предлагаемый алгоритм.*

## Введение

При разработке различных электронных устройств, а также при моделировании физических процессов может потребоваться алгоритм генерации сигнала синусоидальной формы. В настоящее время для решения этой задачи обычно применяют табличный метод либо алгоритмы CORDIC (COordinate Rotation Digital Computer – цифровой вычислитель поворота системы координат) [1, 2].

Табличный метод предполагает хранение в памяти ЭВМ таблицы заранее вычисленных с некоторым шагом значений синусоидального сигнала. При этом можно хранить как вещественные, так и целые значения. Достоинством метода является очень высокая производительность. Однако в некоторых случаях объем памяти, требуемый для хранения таблицы, может оказаться слишком большим.

Алгоритмы CORDIC экономичны с точки зрения используемого объема памяти, но требуют вещественных вычислений.

Кроме того, существуют различные алгоритмы построения окружности, базирующиеся на целочисленных вычислениях, которые широко применяют в машинной графике. К таковым, в частности, относятся: алгоритм Брезенхема (J. Bresenham) [4–5], алгоритм Мичнера (J. Michener) [8, 11], алгоритм средней точки (Midpoint Circle Algorithm) [6–7, 10].

Перечисленные алгоритмы основаны на принципе цифрового дифференциального анализатора (ЦДА, англ. DDA). На первый взгляд может показаться, что на их основе можно реализовать целочисленное вычисление значений синусоидального сигнала. Однако при ближайшем рассмотрении оказывается, что это не так (причина будет показана ниже).

Отдельно следует назвать очень простой и быстрый алгоритм Минского (M. Minsky) [3, 9], который может применяться для генерации синусоидального сигнала с использованием как вещественных, так и целых чисел. Однако при использовании целочисленных вычислений

алгоритм Минского дает слишком грубые результаты.

Автором предлагается алгоритм генерации синусоидального сигнала, использующий только целочисленные вычисления и не требующий большого объема памяти.

## Теоретическая часть

Пусть требуется получить последовательность целых чисел  $s(t)$ , определяющихся по формуле

$$s = a \cdot \sin\left(\frac{1}{a} \cdot t\right) \quad (1)$$

где  $a$  – некоторое целое число, значительно большее 1; параметр  $t$  – целое число,  $t = 0, 1, 2, \dots$

Попробуем вычислить значения  $s$  без использования операций с плавающей точкой, применяя лишь целочисленные операции.

Возьмем простейшую формулу из тригонометрии:

$$\sin^2\left(\frac{1}{a} \cdot t\right) + \cos^2\left(\frac{1}{a} \cdot t\right) = 1 \quad (2)$$

и умножим обе её части на  $a^2$ , получив:

$$a^2 \cdot \sin^2\left(\frac{1}{a} \cdot t\right) + a^2 \cdot \cos^2\left(\frac{1}{a} \cdot t\right) = a^2. \quad (3)$$

Введем обозначение

$$c = a \cdot \cos\left(\frac{1}{a} \cdot t\right). \quad (4)$$

Тогда формулу (4) можно записать в виде

$$s^2 + c^2 = a^2. \quad (5)$$

Найдем производную от  $s$  по  $t$ :

$$\frac{ds}{dt} = \cos\left(\frac{1}{a} \cdot t\right). \quad (6)$$

Используя формулы (5), (6) и (7), получаем дифференциальное уравнение:

$$s^2 + a^2 \cdot \left(\frac{ds}{dt}\right)^2 = a^2. \quad (7)$$

Преобразуем его в следующий вид:

$$(ds)^2 = (dt)^2 \cdot \frac{a^2 - s^2}{a^2}. \quad (8)$$

Теперь запишем уравнение (9) в приближенном виде:

$$(\Delta s)^2 \approx (\Delta t)^2 \cdot \frac{a^2 - s^2}{a^2}. \quad (9)$$

Поскольку по условию задачи параметр  $t$  изменяется с шагом 1, имеем  $\Delta t = 1$ , т.е.

$$(\Delta s)^2 \approx \frac{a^2 - s^2}{a^2}. \quad (10)$$

Используя формулу (6), преобразуем формулу (11):

$$(\Delta s)^2 \approx \frac{c^2}{a^2}. \quad (11)$$

Можно также записать (12) в виде

$$a^2 \cdot (\Delta s)^2 \approx c^2. \quad (12)$$

Из формулы (12) совершенно очевидно, что при  $\Delta t = 1$  соблюдается неравенство  $|\Delta s| \leq 1$  (значение модуля косинуса никак не может превысить 1). Поскольку необходимо получить целые значения  $s$ , возможно всего два варианта:  $|\Delta s| = 1$  или  $|\Delta s| = 0$ .

Рассмотрим участок кривой, заданной формулой (2), для  $t \in [0, a \cdot \pi / 2]$ . При этом имеем  $\Delta s \geq 0$  (функция синусоидального сигнала возрастает), а  $c \geq 0$ .

Извлечем квадратный корень из обеих частей приближенного равенства (13):

$$a \cdot \Delta s \approx c. \quad (13)$$

Тогда из (14) можно получить

$$\begin{cases} 0 \approx c, & \text{если } \Delta s = 0, \\ a \approx c, & \text{если } \Delta s = 1. \end{cases} \quad (14)$$

Оценим погрешность вычисления выражения  $a \cdot \Delta s$ . Это выражение удобно тем, что оно, в отличие от  $\Delta s$ , позволит оперировать с целыми числами. Погрешность вычисления  $a \cdot \Delta s$  может быть определена по формулам:

$$\begin{cases} e_{s0} = e_s - c, & \text{если } \Delta s = 0, \\ e_{s1} = e_s + a - c, & \text{если } \Delta s = 1. \end{cases} \quad (15)$$

Здесь  $e_s$  – сумма погрешностей вычисления выражения  $a \cdot \Delta s$  для предыдущих значений  $s$ . По сути,  $e_s$  – это погрешность вычисления  $s$ , умноженная на  $a$ .

Теперь выберем из двух вариантов погрешностей  $e_{s0}$  и  $e_{s1}$  минимальную по модулю и определим оптимальную для нас  $\Delta s$ :

$$\Delta s = \begin{cases} 0, & \text{если } |e_{s0}| < |e_{s1}|, \\ 1, & \text{если } |e_{s0}| \geq |e_{s1}|. \end{cases} \quad (16)$$

Запомним значение накопленной погрешности  $e_s$ :

$$e_s = \begin{cases} e_{s0}, & \text{если } |e_{s0}| < |e_{s1}|, \\ e_{s1}, & \text{если } |e_{s0}| \geq |e_{s1}|. \end{cases} \quad (17)$$

Остается добавить к предыдущему значению  $s$  вычисленное значение  $\Delta s$ :

$$s = s + \Delta s. \quad (18)$$

В начальный момент (при  $t = 0$ ) имеем  $s = 0$ .

Однако осталось неясным, как определить значение  $c$ , необходимое для вычисления  $s$ ?

Значение  $c$  можно найти, используя тот же принцип, что и при определении  $s$ .

Найдем производную от  $c$  по  $t$ :

$$\frac{dc}{dt} = -\sin\left(\frac{1}{a} \cdot t\right). \quad (19)$$

Используя формулы (5), (6) и (20) получаем дифференциальное уравнение:

$$a^2 \cdot \left(-\frac{dc}{dt}\right)^2 + c^2 = a^2. \quad (20)$$

Преобразуем его в следующий вид:

$$(-dc)^2 = (dt)^2 \cdot \frac{a^2 - c^2}{a^2}. \quad (21)$$

Запишем уравнение (22) в приближенном виде:

$$(-\Delta c)^2 \approx (\Delta t)^2 \cdot \frac{a^2 - c^2}{a^2}. \quad (22)$$

Поскольку  $\Delta t = 1$ , получаем

$$(-\Delta c)^2 \approx \frac{a^2 - c^2}{a^2}. \quad (23)$$

Используя формулу (6), преобразуем формулу (24):

$$(-\Delta c)^2 \approx \frac{s^2}{a^2}. \quad (24)$$

Можно также записать (25) в виде

$$a^2 \cdot (-\Delta c)^2 \approx s^2. \quad (25)$$

Из формулы (25) видно, что при  $\Delta t = 1$  соблюдается неравенство  $|\Delta c| \leq 1$  (значение модуля синуса не может превысить 1). Поскольку необходимо получить целые значения  $c$ , может быть всего два варианта:  $|\Delta c| = 1$  или  $|\Delta c| = 0$ .

Для рассматриваемого участка кривой  $t \in [0, a \cdot \pi / 2]$ . При этом  $\Delta c \leq 0$  (функция косинусоидального сигнала убывает), а  $s \geq 0$ .

Извлечем квадратный корень из обеих частей приближенного равенства (26):

$$-a \cdot \Delta c \approx s. \quad (26)$$

Тогда из (27) можно получить

$$\begin{cases} 0 \approx s, & \text{если } \Delta c = 0, \\ a \approx s, & \text{если } \Delta c = -1. \end{cases} \quad (27)$$

Оценим погрешность вычисления выражения  $-a \cdot \Delta c$ :

$$\begin{cases} e_{c0} = e_c - s, & \text{если } \Delta c = 0, \\ e_{c1} = e_c + a - s, & \text{если } \Delta c = -1. \end{cases} \quad (28)$$

Здесь  $e_c$  – сумма погрешностей вычисления выражения  $-a \cdot \Delta c$  для предыдущих значений  $c$ . По сути,  $e_c$  – это погрешность вычисления  $c$ , умноженная на  $a$ .

Выберем из двух вариантов погрешностей  $e_{c0}$  и  $e_{c1}$  минимальную по модулю и определим оптимальную для нас  $\Delta c$ :

$$\Delta c = \begin{cases} 0, & \text{если } |e_{c0}| < |e_{c1}|, \\ -1, & \text{если } |e_{c0}| \geq |e_{c1}|. \end{cases} \quad (29)$$

Запомним значение накопленной погрешности  $e_c$ :

$$e_c = \begin{cases} e_{c0}, & \text{если } |e_{c0}| < |e_{c1}|, \\ e_{c1}, & \text{если } |e_{c0}| \geq |e_{c1}|. \end{cases} \quad (30)$$

Остается добавить к предыдущему значению  $c$  вычисленное значение  $\Delta c$ , которое может быть нулевым или отрицательным:

$$c = c + \Delta c. \quad (31)$$

В начальный момент (при  $t = 0$ ) имеем  $c = a$ .

Таким образом, мы одновременно находим как значение синусоидального сигнала  $s$ , так и значение косинусоидального сигнала  $c$ . При этом для вычисления  $s$  используется имеющееся значение  $c$ , а для вычисления  $c$  – имеющееся значение  $s$ .

Остается лишь адаптировать формулы (16–19, 29–32) для работы с произвольными значениями  $t$ . Результирующее значение синусоидального сигнала с учетом квадранта, к которому принадлежит  $t$ , может быть найдено следующим образом:

$$s(t) = \begin{cases} s, & \text{если } t \in [0 + 2\pi n, a \cdot \pi / 2 + 2\pi n) \\ c, & \text{если } t \in [a \cdot \pi / 2 + 2\pi n, a \cdot \pi + 2\pi n) \\ -s, & \text{если } t \in [a \cdot \pi + 2\pi n, a \cdot 3\pi / 2 + 2\pi n) \\ -c, & \text{если } t \in [a \cdot 3\pi / 2 + 2\pi n, a \cdot 2\pi + 2\pi n), \end{cases} \quad (32)$$

где  $n = 0, 1, 2, \dots$  – номер периода сигнала.

Схема предлагаемого алгоритма приведена на рис. 1. Назовем этот алгоритм **целочисленным волновым алгоритмом** (Integer Wave Algorithm).

В алгоритме применяются только операции сложения и вычитания, ни одна мультипликативная операция не требуется.

### Экспериментальные исследования

Целочисленный волновой алгоритм был реализован на языках C и C++. Ниже приведен текст консольного приложения на языке C, написанного в среде программирования Qt Creator 4.0.0. Автор позволил себе использовать однострочные комментарии в стиле C++.

```
#include <stdint.h>
#include "stdio.h"

#define A 50 // Амплитуда сигнала
#define N 2 // Количество периодов сигнала

int main(void)
{
    int32_t a; // Амплитуда
    int32_t s; // Значение sin в пределах
                // 1-го квадранта
    int32_t e_s; // Ошибка вычисления sin
    int32_t sin; // Значение sin
    int32_t c; // Значение cos в пределах
                // 1-го квадранта
    int32_t e_c; // Ошибка вычисления cos
    uint32_t Q; // Квадрант
    uint32_t t; // Номер отсчета
```

```
uint32_t n; // Номер периода
// Вспомогательные переменные
int32_t e0, e1, ae0, ae1;

a = A; Q = 1;
s = 0; e_s = 0;
c = A; e_c = 0;
t = 0; sin = s;

printf ("%8d\t%8d\n", t, sin);
for (t = 1, n = 1; n <= N; t++)
{
    // Оценка ошибки при вычислении c
    e0 = e_c - s; // Если c = c + 0
    e1 = e0 + a; // Если c = c - 1
    ae0 = ((e0 < 0) ? -e0 : e0); // |e0|
    ae1 = ((e1 < 0) ? -e1 : e1); // |e1|

    // Выбираем вариант, при котором
    // модуль ошибки вычисления c меньше
    if (ae1 < ae0) // |e1| < |e0|
    {
        e_c = e1;
        c--;
    }
    else
        e_c = e0;

    // Оценка ошибки при вычислении s
    e0 = e_s - c; // Если s = s + 0
    e1 = e0 + a; // Если s = s + 1
    ae0 = ((e0 < 0) ? -e0 : e0); // |e0|
    ae1 = ((e1 < 0) ? -e1 : e1); // |e1|

    // Выбираем вариант, при котором
    // модуль ошибки вычисления s меньше
    if (ae1 < ae0) // |e1| < |e0|
    {
        e_s = e1;
        s++;
    }
    else
        e_s = e0;

    // Пересчитать результат
    // в зависимости от квадранта
    switch (Q)
    {
        case 1: // Квадрант 1
            sin = s;
            break;
        case 2: // Квадрант 2
            sin = c;
            break;
        case 3: // Квадрант 3
            sin = -s;
            break;
        case 4: // Квадрант 4
            sin = -c;
            break;
    }

    if (c == 0) // Квадрант закончен
    {
        s = 0; e_s = 0;
        c = a; e_c = 0;
        if (++Q > 4) // Завершили полный период
        {
            Q = 1; // Вернулись к квадранту 1
            n++;
        }
    }
    printf ("%8d\t%8d\n", t, sin);
}
return 0;
}
```

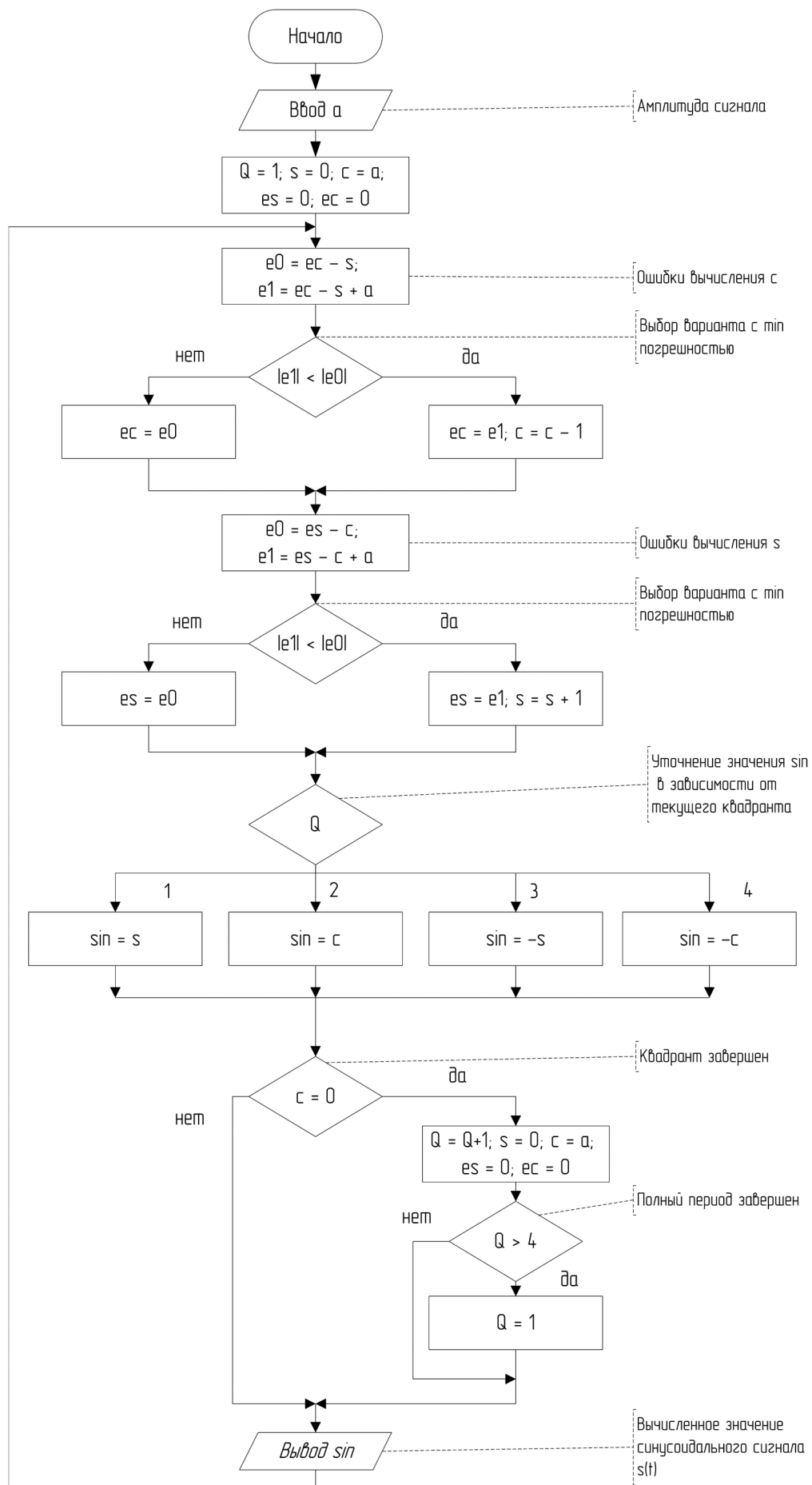


Рис. 1. Целочисленный волновой алгоритм



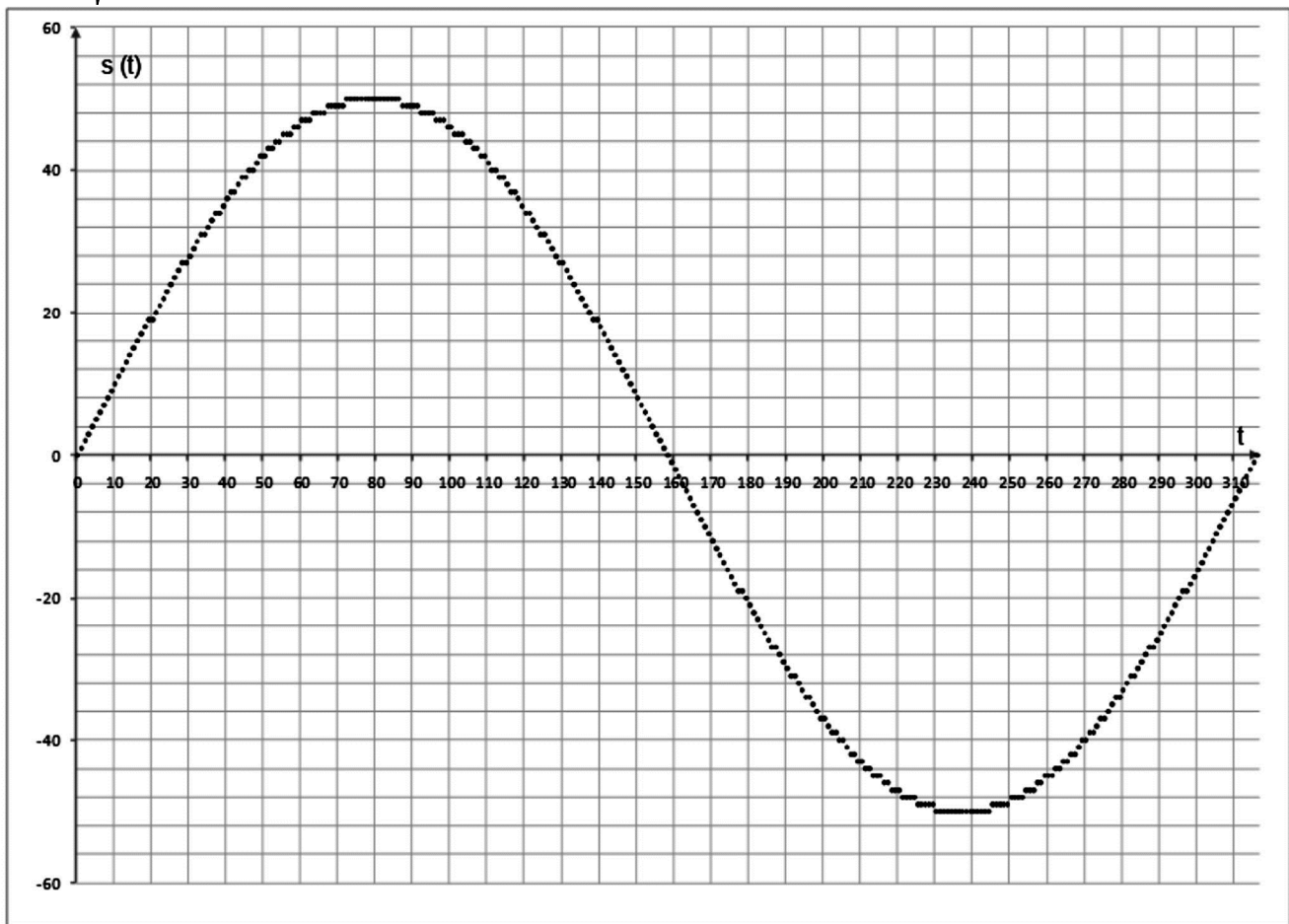


Рис. 2. Результат работы алгоритма

На рис. 2 показан результат работы алгоритма целочисленного волнового алгоритма для  $a = 50$ .

Для читателей, пожелавших реализовать и исследовать эту программу под операционной системой Windows 7 и выше, хотелось бы посоветовать следующее. Любое консольное приложение можно запускать из командной строки с параметром `clip`, например:

```
QTWaveConsole.exe | clip
```

При этом вывод на экран будет перенаправлен в буфер обмена, что позволит легко сохранить и проанализировать результаты выполнения программы.

Изначально автор пытался решить поставленную задачу с помощью алгоритма Брезенхема [4–5], но положительного результата достигнуть не смог. Идея заключалась в том, чтобы в качестве искомого значения  $s$  принять значение координаты  $y$  очередной точки рисунка окружности.

К сожалению, алгоритм Брезенхема и иные известные алгоритмы построения окружности не гарантируют, что при заданном радиусе окружности  $a$  получится количество точек, которое можно заранее оценить. Это приводит к тому, что предел отношения количества шагов  $T$  алгоритма Брезенхема (по сути, количество точек), требуемых для построения окружности, к диаметру окружности  $2a$ , не стремится к числу  $\pi$ :

$$\lim_{a \rightarrow \infty} \frac{T}{2a} \neq \pi. \quad (33)$$

Эксперименты показали, что этого предела для алгоритма Брезенхема вовсе не существует. Другими словами, задав некоторую амплитуду  $a$  синусоидального сигнала, мы не будем знать, какой у него получится период.

Для предложенного алгоритма экспериментальная проверка показала наличие предела

$$\lim_{a \rightarrow \infty} \frac{T}{2a} = \pi, \quad (34)$$

где  $T$  – количество шагов, требуемое для генерации полного периода синусоидального сигнала. Тогда, задав достаточно большую амплитуду  $a$ , можно говорить, что период  $T$  синусоидального сигнала будет определяться по формуле

$$T \cong 2\pi \cdot a. \quad (35)$$

В табл. 1 приведены результаты экспериментальной проверки предела (35). Жирным шрифтом отмечены разряды, совпадающие с истинным значением числа  $\pi$ . Из таблицы видно, что при увеличении  $a$  отношение периода полученного сигнала к его удвоенной амплитуде действительно стремится к числу  $\pi$ .

Предложенный алгоритм можно использовать и для построения окружности, но его эффективность будет ниже, чем у алгоритмов Брезенхема, Мичнера или алгоритма Midpoint. Кроме того, полученная окружность будет менее гладкой. Тем не менее, может оказаться небезынтересным посмотреть результаты такого применения (рис. 3).

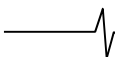


Таблица 1 – Отношение полученного периода синусоидального сигнала к его удвоенной амплитуде

a	$\frac{T}{2a}$
$10^2-1$	3.131313131313
$10^2$	3.140000000000
$10^2+1$	3.128712871287
$10^3-1$	3.141141141141
$10^3$	3.140000000000
$10^3+1$	3.140859140859
$10^4-1$	3.141514151415
$10^4$	3.141400000000
$10^4+1$	3.141485851415
$10^5-1$	3.141591415914
$10^5$	3.141580000000
$10^5+1$	3.141588584114
$10^6-1$	3.141591141591
$10^6$	3.141592000000
$10^6+1$	3.141590858409
$10^7-1$	3.141592514159
$10^7$	3.141592600000
$10^7+1$	3.141592485841
$10^8-1$	3.141592651416
$10^8$	3.141592640000
$10^8+1$	3.141592648584
$10^9-1$	3.141592653142
$10^9$	3.141592652000
$10^9+1$	3.141592652858

На рисунке представлены фрагменты окружности радиусом 50 точек, построенные с использованием целочисленного волнового алгоритма (слева) и алгоритма Midpoint [10] (справа). Стрелками показаны дополнительные точки, появляющиеся на окружности, построенной по предлагаемому алгоритму. Эти точки делают окружность менее гладкой и неравномерной по толщине, но зато они позволяют выровнять шаг изменения угла, что очень важно при генерации синусоидального сигнала.

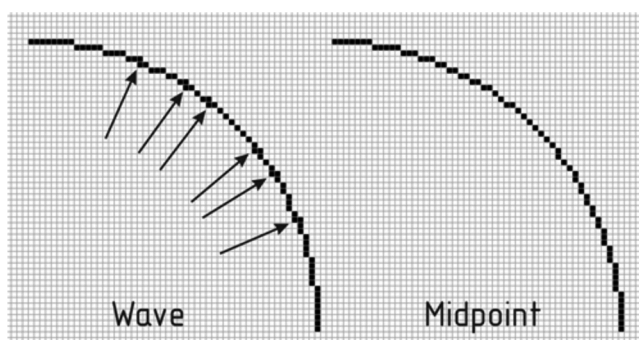


Рис. 3. Фрагмент окружности

Предлагаемый алгоритм также был реализован на языке C для микроконтроллеров (МК) семейства 1986VE9x фирмы Миландр, имеющих архитектуру ARM Cortex M3. Производилось периодическое (по срабаты-

ванию аппаратного таймера-счетчика) вычисление значений синусоидального сигнала. Полученное значение подавалось на вход цифро-аналогового преобразователя (ЦАП). При тактовой частоте процессорного ядра МК, равной 80 МГц, время, требуемое на вычисление одного значения сигнала, не превышало 1,1 мкс. При этом удавалось достичь частоты дискретизации сигнала до 500 кГц.

### Заключение

Предложен полностью целочисленный алгоритм генерации синусоидального сигнала, использующий только аддитивные операции. Представляется возможным последующая реализация алгоритма на базе ПЛИС.

### Литература

1. Захаров А.В. Алгоритмы CORDIC. Современное состояние и перспективы / А. В. Захаров, В. М. Хачумов // Труды международной конференции «Программные системы: теория и приложения». – Переславль-Залесский, 2004. – Т.1. – С. 353–372.
2. Ashrita T., Chidambara Rao. K. «Sine Wave Generation Using CORDIC Algorithm» IJECT Vol. 3, Issue 4, Oct - Dec 2012 ISSN: 2230-7109 (Online) | ISSN: 2230-9543 (Print).
3. Beeler, M., Gosper, R.W., and Schroepfel, R. НАКMEM. MIT AI Memo 239, Feb. 29, 1972. Item 149 (Minsky).
4. Bresenham J.E. Algorithm for computer control of a digital plotter// IBM Systems Journal, vol. 4, No. 1, pp. 25–30, 1965.
5. Bresenham J., A Linear Algorithm for Incremental Digital Display of Circular Arcs, CACM, vol. 20, pp. 100-106, 1977.
6. Pitteway M.L.V. Algorithm for drawing ellipses or hyperbolae with a digital plotter. Comptr. J. 10, 3 (Nov. 1967), p. 282-289.
7. Pitteway M.L.V. Integer circles: some further thoughts. Compt. Graphics and Image Processing 3, 3 (Sept. 1974), 262-265.
8. Salomon D. The Computer Graphics Manual, Texts in Computer Science, DOI 10.1007/978-0-85729-886-7, Springer-Verlag London Limited 2011.
9. «Fast iterative circles (and ellipses, and other figures)» (<http://cabezal.com/misc/minsky-circles.html>, дата просмотра 15.12.2017).
10. «Midpoint circle algorithm» ([https://en.wikipedia.org/wiki/Midpoint\\_circle\\_algorithm](https://en.wikipedia.org/wiki/Midpoint_circle_algorithm), дата просмотра 15.12.2017).
11. «Drawcircle: алгоритм Мичнера для 1/8 части окружности» (<http://www.stepwood.com/mcucodes/2012/02/13/drawcircle-algorithm-michnera-dlya-18-chasti-okruzhno/>, дата просмотра 15.12.2017).

## ПОЗДРАВЛЕНИЯ ЮБИЛЯРУ



В октябре 2017 года исполнилось 70 лет доктору технических наук, ведущему научному сотруднику Института космических исследований РАН, профессору Рязанского государственного радиотехнического университета Валерию Владимировичу Золотарёву, руководителю уникальной российской научной школы по оптимизационной теории помехоустойчивого кодирования.

В 1966 г. после окончания школы-интерната при МГУ им. А.Н. Колмогорова В.В. Золотарёв поступил в МФТИ, где после долгих непростых поисков своей будущей темы жизни попал на кафедру радиотехники к профессору Э.М. Габидулину, под мудрым и заботливым присмотром которого он сформировался как глубокий и разносторонний исследователь самой сложной проблемы теории информации – теории кодирования. После за-

вершения в 1978 г. аспирантуры физтеха он защитил в Совете академика А.И. Берга крайне необычную для того времени диссертацию по оптимальному декодированию свёрточных кодов при минимальной линейной сложности.

Весь дальнейший путь в науке проф. Золотарёва уже почти 50 лет проходит под знаком целенаправленных усилий его научной школы, ориентированных на достижение простейшими методами такой же эффективности, как и у оптимальных наиболее сложных алгоритмов декодирования. Публикации последних лет небольшой группы его талантливых последователей оказались настолько впечатляющими, что разработанные ими алгоритмы теперь могут работать в непосредственной близости от границы Шеннона. Тем самым российской научной школой проф. В.В. Золотарёва полностью решена поставленная 70 лет назад К. Шенноном главная сложнейшая проблема цифрового мира – создание алгоритмов простого высокодостоверного декодирования при максимально возможном уровне шума, что оказалось реальным на основе разработки мощных методов поиска глобального экстремума функционалов в специфических условиях цифровых пространств.

Научный путь юбиляра является для новых поколений учёных превосходным примером всестороннего понимания сложностей задач, за исследование которых он брался. Для реального решения суперпроблемы Шеннона ему пришлось исследовать целый каскад сложных теоретических и прикладных задач, которые были оставлены нерешёнными другими исследователями много десятилетий назад. Только глубокое понимание процессов размножения ошибок различных алгоритмов, мажоритарной коррекции недвоичных кодов и ключевой роли в теории кодирования методов глобальной оптимизации позволило ему достичь всех тех теоретических, прикладных и технических результатов, которые обеспечили

---

создание эффективных систем простого декодирования около пропускной способности каналов связи.

Профессор В.В. Золотарёв и его школа щедро делятся своими результатами с научно-технической общественностью России и всего мира. Они создали большие двуязычные сетевые порталы [www.mtdbest.ru](http://www.mtdbest.ru) и [www.mtdbest.iki.rssi.ru](http://www.mtdbest.iki.rssi.ru), которые содержат ресурсы, относящиеся к теории и прикладным проблемам в области кодирования. Их читают в более 90 странах мира ежегодно свыше 100 000 человек. Десятки патентов научной школы юбиляра также свидетельствуют о выдающихся достижениях этого направления информатики, далеко опередившего технологии и результаты других исследователей, в том числе и зарубежных. Напомним, что первый патент получен В.В. Золотарёвым ещё в МФТИ и имел приоритет от 1972 года, а одно из последних запатентованных решений его школы для блочного алгоритма Витерби на много порядков понижает сложность этого ценнейшего классического метода для многих кодов.

Невозможно переоценить актуальность и важность монографий юбиляра и его соавторов для продвижения в технику связи новых наукоёмких, но при этом очень простых многопороговых алгоритмов, разрабатываемых ими. Некоторые из этих книг уже переиздаются. Уникален и справочник по кодированию, уже второе десятилетие активно цитируемый в специальной литературе российскими специалистами.

Профессор В.В. Золотарёв активно взаимодействует с Российской академией наук. Высоко оценивает достижения юбиляра и академик РАН Н.А. Кузнецов, отметивший «...ряд его крупнейших по своему значению открытий в области кодирования». Все его монографии издаются под научной редакцией членов РАН.

Государство высоко оценило выдающиеся научные заслуги юбиляра премией Правительства России по науке и технике. Он получил Золотую медаль на международном салоне изобретений, а также награждён Золотой медалью Евросоюза «За исключительные достижения», которой в ЕС награждают учёных за особо важные результаты исследований.

В год своего юбилея проф. Золотарёв продолжает, как и раньше, свой исключительно плодотворный научный поиск, обучение молодого поколения и изобретательскую деятельность.

Коллектив редакции нашего журнала, его авторы желают В.В. Золотарёву крепкого здоровья и выражают твёрдую уверенность, что творческая активность юбиляра, нашего активнейшего автора, будет и далее успешно развиваться в интересах науки и образования нашей страны.

Главный редактор журнала  
«Цифровая обработка сигналов»,  
д.т.н., профессор, член-корреспондент РАН

Ю.Б. Зубарев