

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Научно-технический журнал
№ 4/2024

Издается с 1999 года
Выходит четыре раза в год

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР
д.т.н., член-корр. РАН А.В. ДВОРКОВИЧ

ЗАМЕСТИТЕЛЬ ГЛАВНОГО РЕДАКТОРА:
д.т.н., проф. В.В. ВИТЯЗЕВ

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,
к.т.н. П.В. Бабаян, д.т.н., проф. Ю.А. Брюханов,
к.т.н. С.В. Витязев, д.т.н., проф. К.Ю. Гаврилов,
д.т.н., проф. В.И. Джиган, д.т.н., проф. В.В. Еремеев,
д.т.н. Г.В. Зайцев, Р.В. Зубарев, А.П. Кирпичников,
д.т.н., акад. РАН Н.А. Кузнецов,
В.Г. Мистюков, д.т.н., проф. С.Л. Мишенков,
д.т.н., проф. Ю.Н. Прохоров, д.т.н. А.Л. Приоров,
д.т.н., проф. В.Г. Санников, д.т.н., проф. Сергиенко А.В.
д.т.н., проф. Чиров Д.С.,
к.т.н., проф. В.С. Сперанский,
д.т.н., проф. В.Ф. Фёдоров.

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.dspsa.ru

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

Подписано в печать 09.12.24 г.
Формат 60х90/8.

Гарнитура «Arial». Печать офсетная.
Бумага офсетная. Печ.л. 6,5. Тираж 200 экз.

Заказ № 5109. 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.

УЧРЕДИТЕЛИ:

АО «Инструментальные системы»

ФГУП «НИИ радио»

ООО «Российское научно-техническое общество
радиотехники, электроники
и связи им. А.С. Попова»

В НОМЕРЕ:

- Грачев М.В., Паршин Ю.Н.**
Анализ пропускной способности ММО системы
передачи информации в турбулентной среде
с взаимным влиянием каналов..... 3
- Паршин А.Ю.**
Оценка эффективности алгоритма обработки сигнала
на фоне низкочастотного шума
по экспериментальным данным 10
- Паршин В.С., Нгуен В.Д.**
Оценка частоты и фазы гармонического сигнала,
принятого на фоне белого шума, по его короткой выборке 16
- Кошелев В.И., Чинь Н.Х.**
Реализация быстрого преобразования Фурье неэквидистантной
последовательности импульсов на ПЛИС типа FPGA..... 21
- Андреев В.Г., Жирков Е.А.**
Анализ сигналов лазерных гироскопов
для автопилотирования маневрирующих объектов..... 28
- Клочко В.К., Ву Б.Х.**
Исследование частотно-временной обработки сигналов
в системе доплеровских приемников..... 33
- Дмитриев В.Т., Аронов Л.В.**
Разработка помехоустойчивой подводной системы связи
на основе модификации алгоритма Хургина-Яковлева..... 40
- Дмитриев В. Т.**
Первичные коды Речевых сигналов
на основе вейвлет-пакетного разложения
и модификации алгоритма Хургина-Яковлева 46
- Клочко В.К.**
Подход к коррекции автономной навигационной системы..... 52
- Петров А.С., Ясенцев Д.А.**
Формирование и применение в РСА ансамблей
корреляционно развязанных составных сигналов
с линейной частотной модуляцией 56
- Мелёшин Ю.М., Хасанов М.С., Карпов В.Н.**
ММО РЛС на базе линейно-частотно модулированных сигналов
с быстрой сглаженной фазокодовой манипуляцией 63
- Перельгин С.В., Киселёв С.Л.**
Метод создания искусственной реверберации
на основе применения динамической свёртки 69
- Нектов А.Р., Овинников А.А.**
Обзор модификаций метода выборки по значимости Коула
применительно к МПП-кодам 76
- Сенников А.В., Ларионов Р.В.,
Хрящев В.В., Приоров А.Л.**
Исследование нейросетевых алгоритмов для сегментации
водных участков на спутниковых SAR изображениях..... 83

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

Журнал «Цифровая обработка сигналов» включен
в базу данных Web of Science –
Russian Science Citation Index (RSCI)

Digital Signal Processing

Science & Technical Magazine
Issue 4, 2024 year

Is published quarterly since 1999

EDITOR-IN-CHIEF:

Dr. Sci (Tech), Professor
Corresponding Member of RAS A.V. Dvorkovich

DEPUTY EDITORS-IN-CHIEF:

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

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.)
Babayan P.V.
Bruchanov Y.A., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Vityazev S.V.
Gavrilov K.U. Dr.Sci.(Tech.), Professor
Djigan V.I., Dr. Sci (Tech), Professor
Eremeyev V.V., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Zaitsev G.V., Dr.Sci.(Tech.)
Zubarev R.V., Kirpichnikov A.P.,
Kuznetsov N.A., Dr.Sci.(Tech.), Academician
Mistyukov V.G.,
Mishenkov S.L., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Priorov A.L., Dr. Sci (Tech)
Prokhorov Y.N., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Sannikov V.G., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Sergienko A.V. Dr.Sci.(Tech.), Professor
Chirov D.S., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Speranskii V.S., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Fedorov V.F. 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.dspsa.ru

Publisher:

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

Computer makeup:

I.A. Blagodarova

FOUNDERS: InSys

Radio Research and Development Institute

CONTENTS:

Grachev M.V., Parshin Yu.N.

Analysis of the channel capacity of the MIMO information transmission system in a turbulent environment with mutual coupling..... 3

Parshin A.Yu.

Effectiveness evaluation of the signal processing algorithm at the background of low-frequency noise based on experimental data..... 10

Parshin V.S., Nguyen V.D.

Estimation of frequency and phase of a harmonic signal received against a white noise background from its short sample..... 16

Koshelev V.I., Trinh N.H.

Implementation of fast Fourier transform of non-equidistant pulse sequences on FPGA 21

Andrejev V.G., Zhirkov E.A.

Laser gyroscope signals analysis for autopiloting maneuvering objects 28

Klochko V.K., Vu B.H.

Investigation of time-frequency signal processing in a system of doppler receivers 33

Dmitriev V.T., Aronov L.V.

Development of a noise-proof underwater communication system based on a modification of the Khurgin-Yakovlev algorithm 40

Dmitriev V.T.

Primary speech codecs based on wavelet-packet decomposition and modification of the Khurgin-Yakovlev algorithm..... 46

Klochko V.K.

The approach to correction of autonomous navigation system..... 52

Petrov A.S., Yasentsev D.A.

Formation and application in SAR of correlationally decoupled composite signals ensembles with linear frequency modulation..... 56

Meleshin Y.M., Khasanov M.S., Karpov V.N.

FMCW MIMO radar design based on smoothed fast phase coded shift keying 63

Perelygin S.V., Kiselev S.L.

A method for creating artificial reverberation based on the use of dynamic convolution..... 69

Nektov A.R., Ovinnikov A.A.

A review of modifications of Cole's importance sampling method applied to LDPC 76

Sennikov A.V., Larionov P.V.,

Xryashev V.V., Priorov A.L.
Investigation of neural network algorithms for segmentation of water areas on satellite SAR images 83



УДК 621.396.2

АНАЛИЗ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ MIMO СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В ТУРБУЛЕНТНОЙ СРЕДЕ С ВЗАИМНЫМ ВЛИЯНИЕМ КАНАЛОВ

Грачев М.В., к.т.н., доцент кафедры РТУ, Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, e-mail: grachev.m.v@rsreu.ru

Паршин Ю.Н., д.т.н., профессор, зав. кафедрой РТУ, Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, e-mail: parshin.y.n@rsreu.ru

ANALYSIS OF THE CHANNEL CAPACITY OF THE MIMO INFORMATION TRANSMISSION SYSTEM IN A TURBULENT ENVIRONMENT WITH MUTUAL COUPLING

Grachev M.V., Parshin Yu. N.

The paper considers a model of an inhomogeneous continuous medium, which is a layered structure with varying permittivity. The simulation of the channel matrix of the MIMO communication system in a quasi-continuously layered inhomogeneous continuous medium with turbulence is carried out. Based on the ray theory, electromagnetic waves falling on the aperture of the receiving antenna are determined. The channel matrix is calculated taking into account the mutual coupling of receiving and transmitting channels. The channel capacity of a MIMO communication system is calculated with uniform signal power distribution, optimal power distribution by water filling and orthogonal spatial coding. The influence of the properties of a continuous medium on the channel capacity of the MIMO communication systems under consideration is analyzed.

Key words: MIMO communication system; inhomogeneous continuous medium; matrix of channel coefficients.

Ключевые слова MIMO система передачи информации; неоднородная сплошная среда; матрица канальных коэффициентов.

Введение

Одним из основных требований к современным системам передачи информации является повышение пропускной способности канала. Однако ограниченность частотного и энергетического ресурсов не позволяют выполнять эти требования экстенсивным способом. Одним из перспективных направлений совершенствования систем передачи информации является технология MIMO, использующая пространственное кодирование и декодирование сигналов [1]. Для разработки алгоритмов пространственного кодирования и декодирования сигналов необходимо учитывать свойства среды распространения. Информация о свойствах среды используется для расчета коэффициентов передачи сигнала от каждой передающей антенны к каждой приемной антенне.

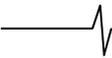
Особенностями распространения электромагнитной волны (ЭМВ) являются значительное затухание сигнала в среде и многолучевость, вызванная отражениями сигнала от локальных неоднородностей среды, что обуславливает различие условий распространения для каждой пары передающей и приемной антенн. Широко известны модели, описывающие распространение ЭМВ в бесконечной однородной сплошной среде [2]. При исследовании распространения ЭМВ в неоднородной сплошной среде учитывается только изменение средней мощности сигнала в точке приема [3–6].

Наличие неоднородностей различного происхождения существенно искажает прямолинейное распространение ЭМВ, вызывает поглощение энергии, дифракцию,

Рассматривается модель неоднородной сплошной среды, представляющая собой слоистую структуру с изменяющейся диэлектрической проницаемостью. Проводится моделирование матрицы канальных коэффициентов MIMO системы в квазинепрерывно-слоистой неоднородной сплошной среде с турбулентностью. На основе лучевой теории определены электромагнитные волны, падающие на апертуру приемной антенны. Рассчитана матрица канальных коэффициентов с учетом взаимного влияния приемных и передающих каналов. Рассчитывается пропускная способность MIMO системы с равномерным распределением мощности сигнала, оптимальным распределением мощности методом «водозаполнения» и ортогональным пространственным кодированием. Проводится анализ влияния свойств сплошной среды на пропускную способность рассматриваемых MIMO систем.

преломление и отражение ЭМВ [3, 7, 8]. Неоднородность сплошных сред характеризуется зависимостью удельной проводимости, диэлектрической и магнитной проницаемостей от координат, анизотропностью, которые в том числе обуславливают дисперсионные свойства среды.

При создании MIMO систем передачи информации в неоднородных сплошных средах необходимо размещать на приемной и передающей сторонах технические средства, функционирующие с учетом особенностей распространения ЭМВ и соответствующего преобразования сигнала. Для формирования и обработки сигналов, а также пространственного кодирования и декодирования широко используются цифровые алгоритмы и устройства. Анализ характеристик канальных коэффициентов производится с использованием геометрических и статистических моделей, изложенных в работах [9, 10], а также в стандарте COST 259. Как правило, при геометрическом моделировании полагается, что среда распространения однородная, а многолучевость обусловлена локальным неоднородностями [4, 5]. Оценивание ка-



нальных коэффициентов при распространении сигнала в неоднородных сплошных средах является неотъемлемым условием реализации преимуществ MIMO систем передачи информации.

Функционирование беспилотных аппаратов и беспроводных сенсоров может происходить в сплошных средах, значительно отличающихся своими физическими, электрическими, а также химическими свойствами. При распространении волновых полей различной природы и частоты возникает различное затухание и искажение спектра. Например, на распространение ЭМВ могут влиять такие явления, как концентрация примесей в газе или жидкости, давление, температура, интенсивность света, наличие потоков сплошной среды. Вместе с тем, актуальным является исследование свойств неоднородных сплошных сред и процессов, протекающих в них, с помощью беспроводных сенсоров, анализа собранных данных. Развертывание беспроводных информационных систем в неоднородных сплошных средах на обширных территориях позволит существенно упростить получение данных о состоянии исследуемого физического объекта, увеличить динамику поступления данных, разрешающую способность. Поэтому исследование свойств неоднородных сплошных сред и распространение ЭМВ в таких средах является актуальной научно-технической задачей.

Целью работы является повышение пропускной способности MIMO системы передачи информации с учетом особенностей распространения ЭМВ в неоднородных сплошных средах и использования свойств канальных коэффициентов для пространственного кодирования и декодирования в MIMO системах передачи информации.

Модель канальных коэффициентов в неоднородной сплошной среде

Рассмотрим MIMO систему, содержащую N_{TX} передающих антенн и N_{RX} приемных антенн (рис. 1). Коэффициенты матрицы канальных коэффициентов $\mathbf{H} = \{h_{nm} e^{j\phi_{nm}}, n = 1, \dots, N_{RX}, m = 1, \dots, N_{TX}\}$ в квазинепрерывно-слоистой неоднородной сплошной среде характеризуют изменение амплитуды и фазы ЭМВ при ее распространении от m -й передающей антенны к n -й приемной антенне. Представим неоднородную сплошную среду в виде слоистой структуры с плотно прилегающими друг к другу слоями вдоль плоских границ раздела, в которой свойства среды изменяются в направлении одной из осей прямоугольной системы координат и остаются неизменными в плоскостях, перпендикулярных этой оси [11, 12]. При увеличении количества слоев K среду распространения ЭМВ можно считать квазинепрерывно-слоистой, а задача распространения ЭМВ в подобной структуре сводится к последовательному решению задач многократной дифракции ЭМВ на границах раздела двух сред [13]. Так как при малой толщине слоя изменение характеристик среды незначительное, то при моделировании матрицы канальных коэффициентов \mathbf{H} в данной статье учитывается только преломленная составляющая луча в каждом из слоев, а отраженная составляющая учитывается только при полном отражении.

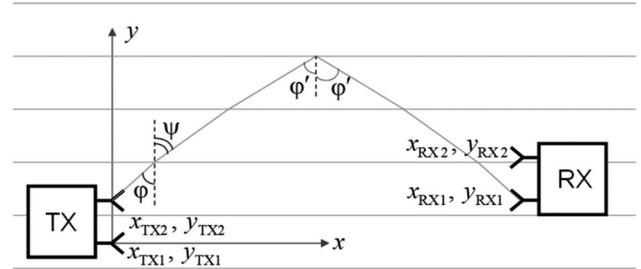


Рис. 1. Пространственная структура MIMO системы в квазинепрерывной слоистой среде

Для расчета элементов матрицы \mathbf{H} определим комплексную амплитуду ЭМВ, попадающей на апертуру приемной антенны. Рассмотрим падение плоской ЭМВ на границу раздела двух сред без потерь с относительными электрическими проницаемостями ϵ_1, ϵ_2 и магнитными проницаемостями μ_1, μ_2 под углом падения ϕ . Траектория распространения прямого луча в слоистой неоднородной сплошной среде в рассматриваемой MIMO системе определяется законом Снеллиуса, при критическом значении угла – законом отражения [3]. Поляризация ЭМВ линейная, вектор электрического поля ориентирован параллельно направлению слоев. Амплитудный коэффициент преломления по электрическому полю в соответствии с формулой Френеля [3] равен:

$$\tau = \frac{E_1}{E_2} = \frac{2Z_2 \cos \phi}{Z_1 \cos \phi + Z_2 \cos \psi},$$

где E_1, E_2 – амплитуды электрических векторов падающей и преломленной ЭМВ, $Z_i = \sqrt{\frac{\mu_i \mu_0}{\epsilon_i \epsilon_0}}$ – волновые

сопротивления сред распространения падающей $i = 1$, и преломленной $i = 2$ ЭМВ, ϵ_0, μ_0 – электрическая и магнитная постоянные. Угол преломления определяется соотношением $\frac{\sin \phi}{\sin \psi} = \frac{n_2}{n_1}$, где $n_i = \sqrt{\epsilon_i \mu_i}$ – показатель преломления среды.

Пропускательная способность среды T , равная отношению интенсивностей преломленной и падающей ЭМВ, связана с амплитудным коэффициентом преломления τ соотношением [3]:

$$T = \frac{Z_1 \cos \phi}{Z_2 \cos \psi} |\tau|^2,$$

В соответствии с лучевой теорией [3] канальные коэффициенты определяются как среднее значение комплексных коэффициентов преобразования поля в каждом луче

$$h_{nm} = \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{M} \sum_{r=1}^{M_{nm}} \sqrt{T_{nm}(r)} e^{j\phi_{nm}(r)}, \quad (1)$$

где M – общее число лучей, излучаемых каждой передающей антенной, M_{nm} – число лучей, попадающих на эффективную площадь n -й приемной антенны от m -й передающей антенны, $T_{nm}(r)$ – пропускательная способность лучей, попадающих в апертуру приемной антенны, $\phi_{nm}(r)$ – сдвиг фазы сигнала в каждом из лучей. При по-

следователном прохождении слоев происходит ослабление мощности сигнала, в результате чего пропускательная способность равна

$$T_{mm}(r) = \prod_{k=1}^K T_{mm}(r, k), \quad (2)$$

где $T_{mm}(r, k)$ – пропускательная способность k -го слоя, вызванная частичным отражением луча, K – количество пройденных слоев. При преломлении на границе раздела двух сред всегда выполняется условие $\tau > 0$, поэтому фаза преломленной ЭМВ равна фазе падающей ЭМВ. Фазовый сдвиг сигнала каждого луча определяется длиной пройденного пути

$$\phi_{mm}(r) = \sum_{k=1}^{K-1} \frac{2\pi}{\lambda_k} \sqrt{(x_{k+1} - x_k)^2 + (y_{k+1} - y_k)^2 + (z_{k+1} - z_k)^2}, \quad (3)$$

где x_k, y_k, z_k – координаты точки преломления и падения луча в k -м слое для каждого из лучей от m -й передающей антенны к n -й приемной антенны, λ_k – длина ЭМВ в каждом слое.

Учет взаимного влияния элементов антенной системы на свойства канальной матрицы

В сплошных средах при малых электрических размерах антенной системы и близком расположении элементов наблюдается эффект взаимного влияния, который изменяет распределение поля и характеристики излучения антенн. Это приводит к изменению характеристик каждой отдельной антенны и всей антенной системы в целом. Взаимная связь элементов антенных систем передатчика и приемника влияет на каналные коэффициенты совокупно с особенностями распространения ЭМВ в неоднородных сплошных средах, а также используемым диапазоном рабочих частот.

Рассмотрим пространственную структуру антенной системы (рис. 1), соответствующую сильному взаимному влиянию, элементы которой расположены вертикально на малом расстоянии друг от друга. Полагаем, что в пределах антенной системы параметры среды изменяются незначительно и принимаются равными средним значениям в пределах антенной системы.

Для учета взаимного влияния элементов антенных систем используются матрицы взаимных импедансов Z_{ATX} и Z_{ARX} передающей и приемной антенных систем соответственно, а их расчет производится методом масштабирования, описанным в [14]. Величина взаимного влияния в данном случае пропорциональна значению масштабного коэффициента a_M . Рассматривается модельная антенная система с элементами в виде двух тонких вертикальных вибраторов, расположенных в одной плоскости на расстояниях d_{mn} друг от друга. Матрица взаимных импедансов модельной антенной системы рассчитывается методом наведенных ЭДС [15]:

$$Z_A(m, n) = \frac{jW}{2\pi \sin k_w l} \times \int_0^l (\alpha_{mn}(z) + \beta_{mn}(z) - \gamma_{mn}(z)) \frac{\sin k_w(l - |z|)}{\sin k_w l} dz,$$

$$\text{где } \alpha_{mn}(z) = \frac{\exp(-jk_w \sqrt{d_{mn}^2 + (z-l)^2})}{\sqrt{d_{mn}^2 + (z-l)^2}}, \quad \beta_{mn}(z) = \frac{\exp(-jk_w \sqrt{d_{mn}^2 + (z+l)^2})}{\sqrt{d_{mn}^2 + (z+l)^2}},$$

$$\gamma_{mn}(z) = 2 \cos k_w l \times \frac{\exp(-jk_w \sqrt{d_{mn}^2 + z^2})}{\sqrt{d_{mn}^2 + z^2}}, \quad k_w = 2\pi / \lambda - \text{ волновое число,}$$

W – волновое сопротивление среды, $2l$ – длина вибраторов, $d_{mn}, m, n = 1, \dots, N$ – расстояния между вибраторами модельной антенной системы. Расстояния между элементами модельной антенной системы рассчитываются с учетом масштабного коэффициента и геометрии реальной антенной системы: $d_{mn} = d_{mn}^{AC} / a_M$.

В работе [14] описана модель многоканальной приемной системы с взаимным влиянием каналов. В этом случае при распространении сигнала необходимо учитывать преобразование сигнала, его корреляционных свойств не только в среде распространения, а также в передающем и приемном трактах. В результате моделирования прохождения сигнала от передатчика к приемнику формируется матрица комплексных коэффициентов передачи сигнала от выхода передатчика к входу приемника \mathbf{K} , учитывающая взаимное влияние элементов антенных систем, особенности распространения сигнала в рассматриваемой неоднородной сплошной среде:

$$\mathbf{K} = \sqrt{R_{\Sigma TX} W} \frac{W}{W + R_{\Sigma RX}} \mathbf{Z}_L (\mathbf{Z}_L + \mathbf{Z}_{ARX})^{-1} \mathbf{H} \mathbf{Z}_{ATX}^{-1}, \quad (5)$$

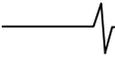
где $R_{\Sigma TX}, R_{\Sigma RX}$ – сопротивление излучения передающей и приемной антенных элементов соответственно, \mathbf{Z}_L – диагональная матрица нагрузочных импедансов.

Моделирование матрицы канальных коэффициентов

Эффективность MIMO систем передачи информации в значительной степени определяется свойствами канальных коэффициентов [16, 17]. В данной статье рассматривается модель неоднородной сплошной среды на плоскости. Проведено моделирование матрицы канальных коэффициентов \mathbf{H} для неоднородной квазинепрерывно слоистой среды (рис. 1), содержащей $K = 500$ слоев, толщиной $\delta y = 0,02\lambda$, расположенных горизонтально каждый и вертикально друг над другом в диапазоне координат $y = 0, \dots, 10\lambda$.

Антенная система передатчика содержит $N_{TX} = 2$ антенны с координатами $x_{TX1} = 0, y_{TX1} = 0, x_{TX2} = 0, y_{TX2} = 0, 5\lambda$. На приемной стороне расположена антенная система, которая содержит $N_{RX} = 2$ антенны с координатами $x_{RX1} = 200\lambda, y_{RX1} = 0, x_{RX2} = 200\lambda, y_{RX2} = 0, 5\lambda$.

Приемные и передающие антенны являются всенаправленными. Для данного типа антенн эффективная длина каждой приемной антенны с учетом плоской моде-



ли среды равна $l_{ef} = \frac{\lambda}{2\pi}$. Вследствие уменьшающейся плотности среды при увеличении координаты y в приемные антенны могут поступить только лучи, излучаемые в диапазоне углов падения $\phi = 0, \dots, 90^\circ$.

Диэлектрическая проницаемость каждого слоя различна, а магнитная проницаемость каждого слоя одинакова и равна $\mu = 1$. Как было отмечено ранее, свойства среды изменяются вдоль оси y и неизменны вдоль оси x . Неоднородность среды выражается в виде зависимости относительной диэлектрической проницаемости от номера слоя k по координате y :

$$\varepsilon(k) = \varepsilon_{нач} + \Delta_y k + f_\varepsilon(k), \quad \varepsilon(k) > 0, \quad (6)$$

где $\varepsilon_{нач}$ – начальное значение диэлектрической проницаемости для слоя с номером $k = 0$. Градиент диэлектрической проницаемости Δ_y отражает систематическое изменение диэлектрической проницаемости в зависимости от вертикальной координаты. Для учета флуктуаций диэлектрической проницаемости в зависимости от координаты, вызванных турбулентностью среды, функция $f_\varepsilon(k)$ задается в виде коррелированных случайных чисел с гауссовским распределением с дисперсией σ_ε^2 и интервалом пространственной корреляции Δy . При моделировании дискретных слоев сплошной среды используется разностное уравнение для описания флуктуаций диэлектрической проницаемости, вызванной турбулентностью:

$$f_\varepsilon(k) = \left(1 - \frac{\delta y}{\Delta y}\right) f_\varepsilon(k-1) + \sigma_\varepsilon \sqrt{2 \frac{\delta y}{\Delta y}} n(k), \quad (7)$$

где $n(k)$ – стандартные независимые гауссовские величины. В этом случае немонотонный характер изменения диэлектрической проницаемости в слоях рассматриваемой неоднородной среды приводит к многократным отражениям сигнала от различных слоев, а получаемое многолучевое поле имеет сложную интерференционную структуру и резкие пространственные изменения уровня сигнала. Интервал пространственной корреляции Δy определяет расстояние между точками в пространстве, при котором коэффициент корреляции флуктуаций диэлектрической проницаемости равен $1/e \approx 0,368$.

На рис. 2 приведен пример зависимости диэлектрической проницаемости от вертикальной координаты для $\Delta y = -2 \times 10^{-4}$, $\delta y = 2 \times 10^{-7} \lambda$.

Моделирование канальных коэффициентов проводилось в два этапа: на первом этапе рассчитываются траектории распространения сигнала в соответствии с описанной выше геометрической моделью при излучении сигнала в диапазоне угловых координат $\alpha = 0, \dots, 90^\circ$ с шагом $\Delta\alpha = 0,01^\circ$. На втором этапе производится отбор M_{mm} лучей, которые попадают на эффективную длину l_{ef} каждой приемной антенны, определение их параметров в соответствии с уравнениями (2), (3) и последующий расчет канальных коэффициентов в соответствии с уравнением (1).

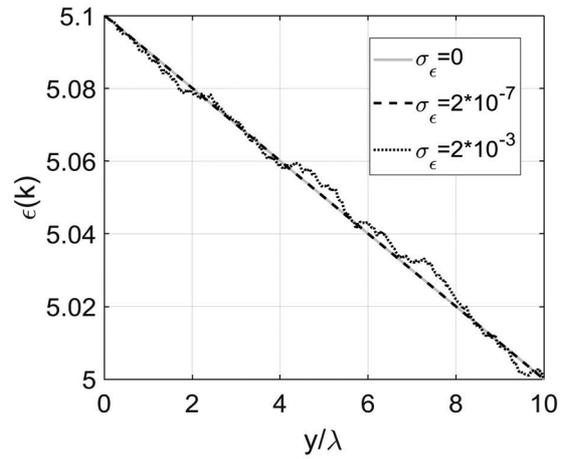


Рис. 2. Зависимости диэлектрической проницаемости от вертикальной координаты

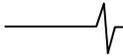
Анализ пропускной способности MIMO системы

Эффективность MIMO системы передачи информации определяется средним значением пропускной способности, рассчитанным для различных конфигураций MIMO системы и усредненной по реализациям канальной матрицы. Для узкополосных сигналов, когда дисперсионные свойства среды не оказывают существенного влияния, достаточно задать комплексную канальную матрицу на центральной частоте рабочего диапазона. Пусть канальная матрица \mathbf{H} известна на приемной и передающей стороне MIMO системы, реализуя таким образом систему с замкнутой обратной связью. Представим матрицу канальных коэффициентов в виде разложения по сингулярным числам: $\mathbf{H} = \mathbf{U} \Sigma \mathbf{V}^H$, где \mathbf{U} , \mathbf{V} – унитарные матрицы, Σ – диагональная матрица сингулярных чисел σ_p , $p = 1, \dots, P$, $P \leq \min(N_{TX}, N_{RX})$ – ранг матрицы канальных коэффициентов. MIMO система может быть представлена в виде P независимых SISO каналов передачи информации, отношение сигнал-шум в каждом из которых зависит от величины сингулярных чисел. Пропускная способность MIMO системы передачи информации равна [1]

$$C_w = \sum_{p=1}^P \log_2(1 + q_p \sigma_p^2),$$

где q_p – энергетический потенциал каждого SISO канала, которые при фиксированной мощности всех передатчиков рассчитываются на основе принципа «водозаполнения» [1]. Такое распределение мощности действует подобно согласованному фильтру: наибольшая мощность расходуется в каналах с высокой энергетической эффективностью, а меньшая мощность распределяется в каналы с низкой энергетической эффективностью. Для некоторых самых плохих каналов мощность вообще не выделяется. Если в MIMO системе канальная матрица на передающей стороне неизвестна, реализуя систему без обратной связи, то наилучшей стратегией будет равномерное распределение мощности, а пропускная способность соответственно равна $C_E = \sum_{p=1}^P \log_2(1 + \sigma_p^2 q / P)$,

где $q = \frac{P_S}{P_n}$ – энергетический потенциал MIMO системы,



$P_S = \sum_{n=1}^{n_S} |s_n|^2$ – дисперсия всех передаваемых информационных символов, P_n – дисперсия шума в приемном тракте.

Для устранения межсимвольной интерференции применяется ортогональное пространственно-временное блочное кодирование (OSTBC) на передающей стороне и соответствующее декодирование на приемной стороне [19–22]. Применим пространственное временное кодирование передаваемых символов таким образом, что за L временных слотов передается n_S символов. В результате скорость кодирования равна $R_S = n_S / L$. В работе [18] доказано, что полная скорость кодирования с $R_S = 1$ может быть получена только при $N_{TX} \leq 2$, а при большем числе передающих антенн скорость кодирования определяется дополнительным исследованием. Пусть в приемных антеннах присутствует сигнал в виде $N_{RX} \times L$ пространственно-временной матрицы $\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{S} + \mathbf{V}$, где \mathbf{V} – $N_{RX} \times L$ матрица гауссовских шумов. Пропускная способность MIMO системы при использовании OSTBC равна [21], [22]:

$$C_{OSTBC} = R_S \log_2 \left(1 + \frac{q}{N_{TX}} \|\mathbf{H}\|^2 \right).$$

Пропускная способность OSTBC не превышает пропускной способности, полученной Телатаром [23]: $C_{OSTBC} \leq C_W$, где равенство пропускных способностей достигается при $R_S = 1$ и $\text{rank } \mathbf{H} = \min(N_{TX}, N_{RX}) = 1$.

На рис. 3 приведены зависимости эргодической пропускной способности от энергетического потенциала, полученной усреднением C_W , C_E и C_{OSTBC} по 1000 реализациям канальной матрицы при $\Delta_y = -0,002$, $\sigma_\epsilon = 0,05$, $\Delta y = 1 \times \lambda$, $\delta y = 0,02\lambda$. Сплошной линией обозначен график $C_E(q)$, пунктирной линией обозначен график $C_{OSTBC}(q)$, штрих-пунктирной линией обозначен график $C_W(q)$.

На рис. 4 приведены зависимости пропускной способности в турбулентной среде от величины σ_ϵ , полученной усреднением C_W , C_E и C_{OSTBC} по 1000 реализаций, при $\Delta_y = -2 \times 10^{-4}$, $\Delta y = 1 \times \lambda$, $\delta y = 2 \times 10^{-7}$, $q = 80$ дБ.

В случае взаимного влияния каналов передающей и приемной систем в выражениях для расчета пропускной способности системы используется матрица комплексных коэффициентов передачи сигнала от выхода передатчика к входу приемника \mathbf{K} (5). На рис. 5 приведены зависимости пропускной способности от величины масштабного коэффициента a_M , полученные усреднением по 1000 реализаций C_W , C_E и C_{OSTBC} . Моделирование проведено для неоднородной среды, содержащей $K = 500$ слоев, толщиной $\delta y = 0,018\lambda$, расположенных горизонтально каждый и вертикально друг над другом в диапазоне координат $y = 0, \dots, 9\lambda$, $q = 80$ дБ. Диэлек-

трическая проницаемость каждого слоя флюктуирует в соответствии с законом (6), (7), а магнитная проницаемость каждого слоя одинакова и равна $\mu = 1$. Для описания зависимости от координаты y диэлектрической проницаемости среды используется описанная выше флуктуационная модель для турбулентной среды с параметрами: $\epsilon_{нач} = 5$, $\sigma_\epsilon = 2 \times 10^{-7}$, $\Delta y = 2 \times 10^{-4}$, $\Delta_y = \lambda$. Антенная система передатчика содержит $N_{TX} = 2$ антенны с координатами $x_{TX1} = 0$, $y_{TX1} = 0$, $x_{TX2} = 0$, $y_{TX2} = 0,5\lambda$. На приемной стороне расположена антенная система, которая содержит $N_{RX} = 2$ антенны с координатами $x_{RX1} = 200\lambda$, $y_{RX1} = 0$, $x_{RX2} = 200\lambda$, $y_{RX2} = 0,5\lambda$. Сопротивления излучения передающего и приемного антенных элементов равны сопротивлению одиночного вибратора в исследуемой среде $R_{\Sigma TX} = R_{\Sigma RX} = 14,3$ Ом. Матрица нагрузочных импедансов $\mathbf{Z}_L = \begin{bmatrix} 14,3 & 0 \\ 0 & 14,3 \end{bmatrix}$ Ом.

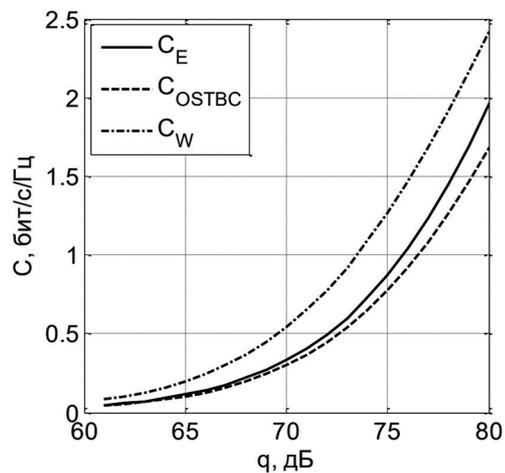


Рис. 3. Зависимость пропускной способности от энергетического потенциала MIMO системы

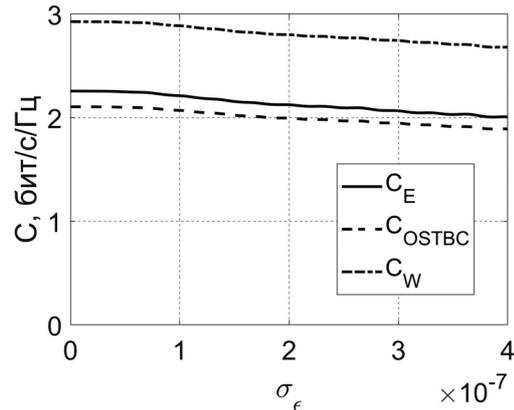


Рис. 4. Зависимости пропускной способности от величины флуктуаций диэлектрической проницаемости

Заключение

Проведенные исследования компьютерной модели неоднородной сплошной среды показали сложный характер распространения ЭМВ от точки излучения до апертуры приемной антенны. Наличие неоднородности и турбулентности сплошной среды значительно уменьшает мощность принимаемого сигнала. В результате

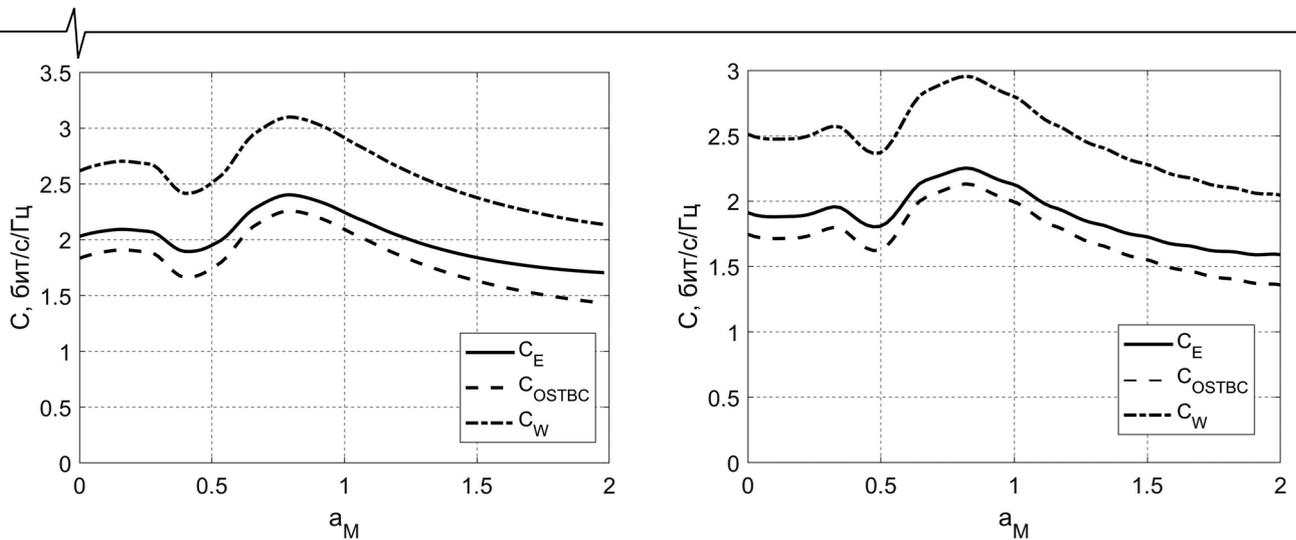


Рис. 5. Зависимости пропускной способности от величины масштабного коэффициента

моделирования рассчитаны амплитуда и фаза сигнала на выходе приемных антенн, расположенных в различных точках пространства.

На основе расчетов получены матрицы канальных коэффициентов, позволившие провести анализ пропускной способности MIMO системы передачи информации. Наибольшая пропускная способность обеспечивается при распределении мощности сигнала между собственными лучами по принципу «водозаполнения», что дает выигрыш 2...3 дБ по сравнению с другими вариантами MIMO систем. Применение OSTBC незначительно уменьшает пропускную способность, а проигрыш в отношении сигнал-шум по сравнению с равномерным распределением мощности составляет около 0,5...0,7 дБ.

Наличие флуктуаций диэлектрической проницаемости $\sigma_z = 0...2 \times 10^{-7}$ незначительно уменьшает пропускную способность. Зависимость пропускной способности от масштабного коэффициента является немонотонной и показывает существенное его влияние на пропускную способность. Учитывая ранее полученные результаты [24], можно утверждать, что и в неоднородной сплошной среде оптимизация пространственной структуры может быть важным резервом повышения пропускной способности MIMO систем с взаимным влиянием каналов.

Работа выполнена при поддержке гранта Российского научного фонда 24-29-00850, <https://rscf.ru/en/project/2429-00850/> в Рязанском государственном радиотехническом университете имени В.Ф. Уткина.

Литература

1. Kuhn V. Wireless Communications over MIMO Channels: Applications to CDMA and Multiple Antenna Systems. John Wiley & Sons. 2006.
2. Гольдштейн Л.Д., Зернов Н.В. Электромагнитные поля и волны, М., Советское радио, 1971.
3. Никольский В.В., Никольская Т.И. Электродинамика и распространение радиоволн. М., Наука. 1989.
4. Андреев В.Г., Жирков Е.А. Методы анализа световых отражений при лазерном зондировании атмосферы. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2023. № 85. С. 14-22.
5. Аронов Л.В. Вертикально-ориентированный подводный беспроводной оптический канал передачи дан-

ных. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2023. № 86. С. 3-10.

6. Igor Nosikov, Maxim Klimenko, Gennady Zhbankov, Aleksey Podlesnyi, Vera Ivanova, and Pavel F. Bessarab. Generalized Force Approach to Point-to-Point Ionospheric Ray Tracing and Systematic Identification of High and Low Rays. IEEE Transactions on antennas and propagation. 2020, vol. 68, no. 1, pp. 455-467.

7. Виноградова М.Б. Теория волн / М.Б. Виноградова, О.В. Руденко, А.П. Сухоруков. М.: Наука. 1990.

8. Пименов Ю.В., Вольман В.И., Муравцов А.Д. Техническая электродинамика: Учеб.пособие для вузов. М.: Радио и связь. 2000.

9. Alcocer-Ochoa, Parra-Michel R., Kontorovitch V. Geometrical modeling of wideband MIMO channels. Revista Iberoamericana de Computacion. Computacion y Sistemas, CIC '06, 2006.

10. P. Almers, E. Bonek, A. Burr et al. Survey of channel and radio propagation models for wireless MIMO systems. EURASIP Journal on Wireless Communication and Networking 2007.

11. Семенцов Д.И. Основы теории распространения электромагнитных волн: учебное пособие / Д.И Семенцов, С.А. Афанасьев, Д.Г. Санников. Ульяновск: УлГУ, 2012.

12. Гавриленко В.Г., Яшнов В.А. Распространение электромагнитных волн в неоднородной плазме: Учебное пособие. Нижний Новгород: Нижегородский госуниверситет. 2015.

13. Yury Parshin, Maxim Grachev. Modeling of the MIMO Communication System's Channel Matrix in Inhomogeneous Continuum. 2024 26th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA). Moscow. Russian Federation. 2024, pp. 1-4.

14. Паршин Ю. Н., Грачев М. В. Многоэтапная реконфигурируемая обработка сигналов в пространственно распределенной радиосистеме. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2019. № 67. С. 3-10.

15. Марков Г.Т. Антенны. Учебник для студентов радиотехнических специальностей вузов: 2-е изд., перераб. и доп. / Г. Т. Марков, Д. М. Сазонов. М.: Энергия.1975.

16. Parshin Yu., Parshin A., Grachev M. Influence of signal and interference spatial correlation on the MIMO communication system's channel capacity. Proceedings of the 2022 24th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA), 2022, pp. 1-5.

17. Грачев М.В., Паршин Ю.Н. Исследование углового спектра мощности шумов многоканальной приемной системы с взаимным влиянием каналов и оптимизации нагрузочных импедансов. Вестник РГПУ. 2022. № 82. С. 3-12.

18. Larsson E.G., Stoica P. Space-Time Block Coding for Wireless Communications. Cambridge University Press. 2003.

19. Alamouti S.M. A simple transmit diversity technique for wireless communications. IEEE Journal on Select Areas in Communications. 1998, vol. 16, pp. 1451-1458.

20. Tarokh V., Jafarkhani H., Calderbank A.R. Space-

time block codes from orthogonal designs. IEEE Transactions on Information Theory. 1999, vol. 45, pp. 1456-1467.

21. Sandhu S., Paulraj A. Space-time block codes: A capacity perspective. IEEE Communications Letters. 1000, vol. 4, pp. 384-386.

22. Tanaka K., Matsumoto R., Uyematsu T. Maximum mutual information of space-time block codes with symbol-wise decidability. International Symposium on Information Theory and its Applications, 2004, pp. 1025-1030.

23. Telatar E. Capacity of multi-antenna gaussian channels. European Transactions on Telecommunications, 1999, vol. 10, pp. 585-595.

24. Yury Parshin, Alexander Parshin, Maxim Grachev. Efficiency of information transfer in the system of interacting IoT objects with optimal spatial structure. 2023 12th Mediterranean Conference on Embedded Computing (MECO) Budva, Montenegro. 2023, pp. 95-98.

ООО «Лаборатория Сфера»



SPHERA LAB

Наша компания успешно занимается научными исследованиями и разработками в области связи, цифровой обработки сигналов и помехоустойчивого кодирования. Мы реализуем проекты в области радиосвязи, мобильной связи, радиодоступа, цифрового вещания и оборудования для электромобилей.

Основные направления деятельности нашей компании:

- **Разработка ПО.** Разрабатываем специализированное компьютерное программное обеспечение.
- **Разработка для ПЛИС.** Разрабатываем сложные функциональные блоки цифровой обработки сигналов.
- **Научные исследования.** Проводим исследования в области интересующих Вас задач.
- **Разработка решений в области связи.** Решаем поставленные Вами задачи в области связи, радиодоступа и телерадиовещания.
- **Действия с интеллектуальной собственностью.** Осуществляем проведение патентных исследований, составление заявок на патенты на изобретения и полезные модели, а также на свидетельства на программы для ЭВМ и баз данных.
- **Обучение пользователей.** Проводим обучающие семинары и тренинги. При необходимости возможно проведение углубленного повышения квалификации.
- **Консультации.** Осуществляем консультативную деятельность в области компьютерных технологий и систем связи.

Наши клиенты: ООО «Т8», АвтоВАЗ, LADA Sport, ООО «ЗВ-Сервис», ООО «Цифровые решения», ООО «НПФ «Сад-Ком», ООО НПП «ТЕПЛОВОДОХРАН», ООО «Силовая электроника», МТУСИ, МФТИ и др.

Контакты:

Адрес: 390000, г. Рязань, ул. Каширина, д.1т,

второй этаж, офис 1

Тел.: +7(995)540-75-03

E-mail: info@labsphera.ru

Сайт: https://labsphera.ru/



ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМА ОБРАБОТКИ СИГНАЛА НА ФОНЕ НИЗКОЧАСТОТНОГО ШУМА ПО ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫМ ДАННЫМ

Паршин А.Ю., к.т.н., доцент, доцент кафедры РТУ Рязанского государственного радиотехнического университета им. В.Ф. Уткина, e-mail: parshin.a.yu@rsreu.ru

EFFECTIVENESS EVALUATION OF THE SIGNAL PROCESSING ALGORITHM AT THE BACKGROUND OF LOW-FREQUENCY NOISE BASED ON EXPERIMENTAL DATA

Parshin A. Yu.

The widespread use of communication systems with low capacity leads to the development of methods for organizing communication channels using ultra-narrowband signals. A special feature of the signal processing is the significant influence of low-frequency noise. One of the most dangerous are the noises of active devices such as flicker noise and "popcorn" noise, which have a non-Gaussian properties. It is necessary to develop algorithms for processing ultra-narrow-band signals at the background of low-frequency noises, taking into account the non-Gaussian properties. This article is devoted to adaptive signal processing at the background of low-frequency noises of various nature. A mixture of thermal, flicker noise and "popcorn" noise is considered as an interference. It is required to analyze the effectiveness of adaptive algorithms for processing ultra-narrowband signals at the background of low-frequency noise. The features of the application of various low-frequency noise models are considered: Leeson model, Du Pre-van der Zyl model, a model based on a system of differential equations. The research uses a model based on a system of differential equations and describes a method for estimating the variance, kurtosis coefficient and effective width of the flicker noise spectrum from the observed mixture of low-frequency and thermal noise. The adaptation of the model parameters is performed both by modeling low-frequency noise in the form of a Gaussian value and using measured data from a flicker noise generator in the form of an operational amplifier. This approach makes it possible to adapt the signal processing algorithm when evaluating noise parameters in the absence of a useful signal. The application of the algorithm will reduce the influence of low-frequency noise of active devices operating both in transmitter and receiver.

Key words: low-frequency noise, flicker noise, «popcorn» noise, non-Gaussian model, optimal processing, signal-to-noise ratio.

Ключевые слова: низкочастотный шум, фликкер-шум, «попкорн»-шум, негауссовская модель, оптимальная обработка, отношение сигнал/шум.

Введение

Одним из направлений развития беспроводных сенсорных сетей и устройств Интернета вещей является применение сверхузкополосных сигналов. При условии малости необходимого объема передаваемой информации сигналы с малой шириной спектра являются эффективным методом обеспечения связи при частотном разделении каналов [1]. Процесс обработки сверхузкополосных сигналов связан с переносом спектра сигнала на околонулевую несущую частоту. При преобразовании значительное влияние на результат оказывают низкочастотные шумы. Источником шумов является как сам принимаемый сигнал, так и гетеродин, а также усилительный низкочастотный тракт. Принимаемый сигнал и колебание гетеродина содержат фазовые шумы, связанные с действием дробовых и фликкерных шумов генераторных транзисторов и усилительных цепей. Аналогичные шумы сопровождают усилительный процесс в низкочастотных усилительных схемах. Таким образом, в квадратурных каналах формируется низкочастотный процесс, состоящий из узкополосного сигнала и шумовой компоненты. При дальнейшей цифровой обработке предлагается проводить оценку параметров шумов с целью их фильтрации и компенсации.

В работе рассматривается влияние низкочастотных

Широкое применение систем связи с низкой пропускной способностью обуславливает развитие методов организации каналов связи с использованием сверхузкополосных сигналов. Особенностью обработки является значительное влияние низкочастотных шумов. К одним из наиболее опасных относятся шумы активных приборов – фликкер-шум и «попкорн»-шум, имеющие негауссовских механизм формирования. Необходима разработка алгоритмов обработки сверхузкополосных сигналов на фоне низкочастотных шумов с учетом негауссовских свойства шума. Статья посвящена адаптивной обработке сигналов, принимаемых на фоне действия низкочастотных шумов различной природы. В качестве помехового воздействия рассматривается смесь теплового, фликкер-шума и «попкорн»-шума. Требуется провести анализ эффективности адаптивных алгоритмов обработки сверхузкополосных сигналов на фоне низкочастотного шума. Рассмотрены особенности применения различных моделей низкочастотных шумов: модели Лисона, Дю Пре-ван дер Зила, модель на основе системы дифференциальных уравнений. При проведении исследований используется модель на основе системы дифференциальных уравнений. Описана методика оценки дисперсии, коэффициента эксцесса и эффективной ширины спектра фликкер-шума по наблюдаемой смеси низкочастотного и теплового шума. Адаптация параметров моделей выполняется как при моделировании низкочастотного шума в виде гауссовской величины, так и на основе измеренных данных с генератора фликкер-шума в виде операционного усилителя. Данный подход позволяет выполнять адаптацию алгоритма обработки сигнала при оценке параметров шума при условии отсутствия полезного сигнала. Применение алгоритма позволит снизить влияние низкочастотных шумов активных приборов, действующих как на стороне передатчика, так и в гетеродинах радиоприемных устройств.

шумов со спектральной плотностью мощности обратно пропорциональной частоте. К ним относят фликкер-шумы, «попкорн»-шумы и фазовые шумы высокочастотных сигналов генераторов. Для них при уменьшении частоты спектральная плотность мощности увеличивается по закону $S(f) \cong 1/f^\alpha$, где α – показатель степени, определяемый свойствами источника шума [2-4]. Шумовой процесс является случайным, следовательно, для его описания и формирования модели необходимо использовать аппарат математической статистики. Вид спектральной плотности мощности обратно пропорциональный частоте с дробным показателем степени указывает на негауссовость шумовых процессов и необходимость подбора соответствующей модели шума для разработки адаптивного алгоритма обработки сигналов. Действие низкочастотных шумов так же влияет на процесс обработки принимаемых сигналов на многоантенную систему и требует учета в разрабатываемых алгоритмах [5].

Известные модели низкочастотных шумов

Одним из методов построения моделей низкочастотных шумов является формирование такого процесса, который имеет форму спектральной плотности мощности близкую к $1/f^\alpha$. Известен ряд моделей [6-9], обладающих указанным свойством.

Модель Дю Пре-Ван дер Зила [6] предполагает формирование шумового процесса в спектральной области в виде наложения спектров лоренцианов, отличающихся значением времени релаксации τ_0 и частотой среза $f_c = 1/(2\pi\tau_0)$. В работе [7] спектры релаксационных процессов предлагается описать выражением

$$\overline{\delta P^2} | \tau_0 = \overline{\delta P_i^2} \frac{2}{\pi f} \int_0^b \tau_0 W_{\tau_0}(\tau_0) \frac{d(2\pi f \tau_0)}{(2\pi f \tau_0)^2}.$$

где $\overline{\delta P_i^2}$ – полная мощность случайного процесса с определенным временем релаксации, W_{τ_0} распределение времен релаксации. В качестве модели шума может использоваться последовательность импульсов, распределенная по закону Пуассона [8]. Последовательность имеет вид

$$x(t) = \sum_{k=1}^K x_k F(1-t_k, \tau_k),$$

где $F(t, \tau)$ элементарный импульс, k – номер импульса, x_k амплитуда импульса, τ_k длительность, K полное число импульсов за время существования процесса. Спектральная плотность мощности рассчитывается путем расчет Фурье-преобразования элементарного импульса с учетом угловых частот $\omega = 2\pi f$

$$F(\omega, \tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-T}^T (t, \tau) e^{-j\omega t} dt. \quad \text{Использование предела}$$

при $T \rightarrow \infty$ необходимо для оценки мощности импульсов с частотой повторения близкой к нулю.

Действие фазовых шумов приводит к изменению спектра несущей частоты генератора, а также спектральной плотности мощности из-за фазовых искажений сигнала синтезатора в зависимости от частоты фа-

зовых искажений. На низких частотах фазовых искажений несущей передатчика или опорного сигнала гетеродина спектральная плотность фазового шума описывается выражением $S_{\text{syn}} = S_e + 20 \lg N + S_{\text{det}}$, где S_e – нормированная спектральная плотность мощности фазового шума генератора; $N = f_{VCO}/f_e$ – коэффициент деления петли фазовой автоподстройки частоты; S_{det} – нормированная спектральная плотность мощности фазового шума генератора, определяемая шумами фазового детектора. Спектральная плотность мощности гетеродина $L(\Delta f)$ при отстройке частоты от несущей на величину δf определяется моделью Лисона [9] в логарифмическом выражении:

$$L(\delta f) (\text{дБм/Гц}) = P_S (\text{дБм}) - P_I (\text{дБм}) - 10 \lg \delta f (\text{Гц}) - q_{MIN} (\text{дБ}),$$

где P_S – мощность входного сигнала; P_I – мощность блокирующей помехи при отстройке по частоте от несущей на величину δf ; q_{MIN} – минимальное требуемое отношение сигнал-шум по мощности.

В работе [10] приводится описание низкочастотного процесса при помощи системы дифференциальных уравнений (СДУ). Рекуррентность СДУ является преимуществом при моделировании. Особенностью рассматриваемой СДУ является нелинейность зависимости коэффициента сноса от значения шума. Таким образом параметр сноса меняется в широком диапазоне значений, в результате формируется спектр, обратно пропорциональный частоте. Так как данная СДУ получается нелинейной, то формируемый ФШ имеет негауссовский закон распределения вероятностей. Выражение имеет вид:

$$\frac{dx(t)}{dt} = -h(x(t)) + b\xi(t),$$

$t \in R = (-\infty, \infty)$ – время, $\xi(t)$ – белый гауссовский шум с единичной интенсивностью, $b = \text{const} > 0$. На коэффициент сноса накладываются условия, что $h(0) = 0$ и

$a = \frac{dh(0)}{dx} > 0$. Тогда в работе [10] предлагается рас-

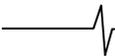
смотреть выражение вида $h(x) = \frac{ax}{1 + \left(\frac{c}{b}\right)^2 x^2}$, в котором

$\frac{c^2}{2a} < 1$ и $1 > \frac{3c^2}{2a} \rightarrow 1$, что определяет условие длитель-

ных корреляций и близость формируемого процесса к фликкер-шуму. При выполнении компьютерного моделирования удобно привести СДУ к дискретному виду с шагом времени Δt путем интегрирования методом Эйлера:

$$x(k) = x(k-1) - \frac{a_1 x(k-1)}{1 + a_2 x^2(k-1)} + a_3 w(k), \quad k = 1, \dots, K,$$

где $w(k)$ – независимый гауссовский процесс, a_1, a_2, a_3 – априорно неизвестные параметры модели. Ширина спектра формируемого процесса определяется пара-



метром a_1 зависит от интервала времени дискретизации. Степень нелинейности процесса характеризуется параметром a_2 . Параметр a_2 задает дисперсию формируемого процесса.

Описанная в [10] модель фликкер-шума предполагает выбор коэффициентов с целью приближения формируемого процесса к реальным характеристикам фликкер-шума. Одним из путей выбора коэффициентов является непосредственное измерение характеристик по реализации фликкер-шумового процесса и дальнейший пересчет в коэффициенты модели. Для оценки сформирован фликкер-шумовой процесс, отсчеты которого методом аналого-цифрового преобразования получены для дальнейшей обработки. Так как процесс содержит как составляющую фликкер-шума, так и тепловой шум, то наблюдаемые отсчеты имеют вид $y_i = x_i + \xi_i$, где x_i – составляющая фликкер-шума, ξ_i – компонента теплового шума. Предлагается по реализации наблюдаемого процесса выполнить оценку дисперсии D_x , эффективной ширины спектра α_x и коэффициента экспоненты E_x .

Обработка данных с макета генератора фликкер-шума

С целью оценки эффективности алгоритма обработки в реальных условиях экспериментальным

путем получена последовательность отсчетов шумового процесса. Генератором шума является устройство на операционном усилителе (ОУ) средней точности КР140УД8В [11,12]. Принципиальная схема устройства представлена на рисунке 1. Вход ОУ не подключен к источнику сигнала, входным воздействием является постоянное напряжение питания. С целью ограничения спектра шума используется фильтр нижних частот. Коэффициент передачи схемы составляет 220 раз. Формирование последовательности выполняется при помощи платы ввода данных LCard L440.

Вид наблюдаемого процесса после преобразования в цифровую форму показан на рис. 2, где видно, что записанный процесс содержит компоненты, значительно отличающиеся по уровню от общего наблюдаемого шума. По характеру эти компоненты соответствуют описанному в [6, 7] «попкорн»-шуму. Анализ и оценка параметров шумового процесса, не содержащего указанных компонент, показал, что в этом случае процесс близок к гауссовскому. Таким образом можно считать, что негауссовские свойства наблюдаемого процесса в основном определяются скачками «попкорн»-шума.

Так как наблюдается составной процесс, то необходимо выполнить оценку параметров смеси фликкер-шума и «попкорн»-шума отдельно от сопровождающего ее теплового шума. Дисперсия наблюдаемого процесса оценивается путем непосредственного расчета по имеющимся отсчетам

$$\hat{D}_y = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K y_k^2.$$
 Можно представить,

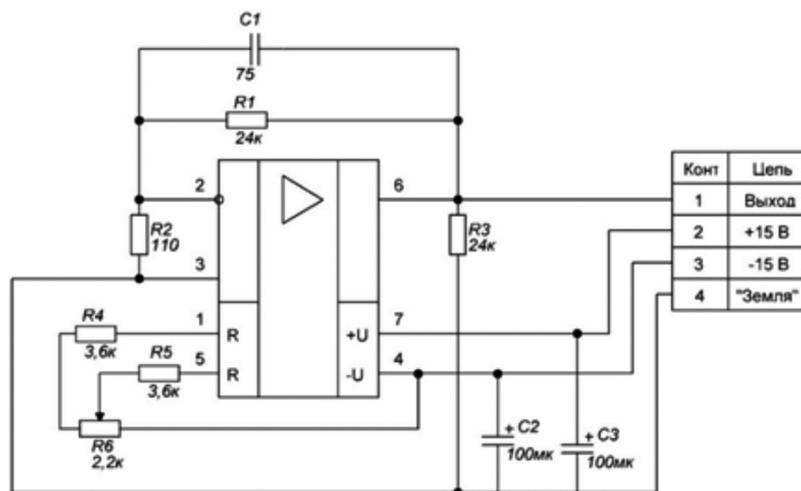


Рис. 1. Принципиальная схема генератора фликкер-шума

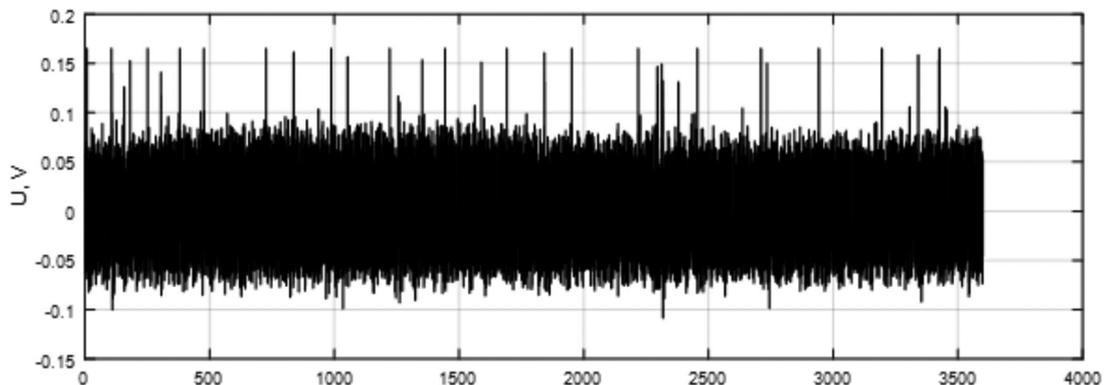
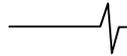


Рис. 2. Временная реализация низкочастотного шума



что дисперсия наблюдаемого процесса равна сумме дисперсий фликкер-шума и теплового шума $\hat{D}_y = \hat{D}_x + \hat{D}_\xi$. Предположим, что тепловой шум имеет значительно меньшую мощность по сравнению с фликкер-шумом, тогда можно допустить, что $\hat{D}_y \approx \hat{D}_x$. По результатам расчета дисперсии наблюдаемого процесса $\hat{D}_y = \hat{D}_x = 3,96 \cdot 10^{-4} \text{ В}^2$.

Так как тепловой шум моделируется гауссовским процессом, то коэффициент эксцесса $E_\xi = 0$. Фликкер-шум имеет гауссовскую природу формирования, однако, содержит составляющие, отличающиеся от гауссовских процессов. Таким образом можно допустить, что $\hat{E}_y \approx \hat{E}_x$. Выражение для расчета коэффициента эксцесса имеет вид

$$E = \frac{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left(x_n - \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_n \right)^4}{\left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left(x_n - \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_n \right)^2 \right)^2} - 3.$$

Наблюдаемый процесс имеет коэффициент эксцесса $\hat{E}_y = \hat{E}_x = 1,514$.

Для расчета эффективной ширины спектра используется спектральное представление полученных отсчетов $\hat{\alpha}_y = \frac{1}{S_{\text{макс}}} \int_0^{f_a} S(f) df$. По графическому представлению определяется уровень 0,5 плотности мощности, которому соответствует значение $\hat{\alpha}_y = \hat{\alpha}_x = 125 \text{ Гц}$.

Полученные параметры пересчитываются в коэффициенты модели по выражениям $a_1 = \hat{\alpha}_x \Delta t$, $a_2 = \left(\frac{c}{b} \right)^2 = \frac{c_x}{2D_x}$, $a_3 = b\sqrt{\Delta t} = \sqrt{2D_x a_1}$, $D_x = \frac{b^2}{2a}$ – дисперсия гауссовского шума при $c = 0$, a, b, c – априорно неизвестные параметры модели. Коэффициент нелинейности a_2 измеряется в долях обратной дисперсии фликкер-шума, поэтому для удобства нормировки введем параметр $c_x = 2a_2 D_x$, характеризующий степень негауссовости ФШ.

Для повышения эффективности компенсации фликкер-шума предлагается выполнить оценку параметров шума с учетом свойств теплового шума. Оценка дисперсии теплового шума выполняется по спектральному представлению процесса в области высоких частот. Положим, что спектральная плотность мощности теплового шума равномерна на всей исследуемой области частот. Тогда оценка дисперсии равна интегрированному значению по полосе частот наблюдаемого процесса $\hat{D}_\xi = 1,22 \cdot 10^{-6} \text{ В}^2$. Следовательно, дисперсия фликкер-шума определяется разностью $\hat{D}_x = \hat{D}_y - \hat{D}_\xi = 3,96 \times 10^{-4} - 1,22 \cdot 10^{-6} = 3,95 \cdot 10^{-4} \text{ В}^2$.

При использовании модели на основе системы дифференциальных уравнений можно продемонстрировать зависимость коэффициента эксцесса формиру-

емого процесса от параметра модели c_x (рис. 3). Тогда путем оценивания коэффициента эксцесса полученного экспериментальным путем процесса можно оценить значение параметра c_x для модели в алгоритме обработки.

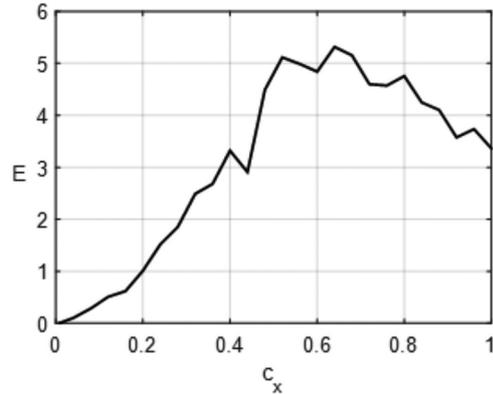


Рис. 3. Зависимость коэффициента эксцесса формируемого сигнала от параметра c_x

Для процесса, полученного с генератора низкочастотного шума, значение коэффициента эксцесса $\hat{E}_x = 1,514$. Следовательно значение параметра $c_x = 0,25$.

Алгоритм фильтрации негауссовского фликкер-шума. Анализ отношения сигнал-шум методом моделирования

При решении задачи компенсации низкочастотного шума предлагается использовать оценочно-корреляционно-компенсационный подход [13]. Необходимо выполнить фильтрацию помехи в виде низкочастотного шума на фоне теплового шума с последующей компенсацией помехи при помощи сформированного помехового процесса с учетом полученных оценок. Достаточной статистикой для многих задач обработки сигналов является логарифм отношения правдоподобия, полученный ОКК методом:

$$z = \frac{2}{N_0} \int_0^T (y(t) - \hat{x}_0(t))(s_0 + \hat{x}_1(t) - \hat{x}_0(t)) dt - \frac{1}{N_0} \int_0^T (s_0 + \hat{x}_1(t) - \hat{x}_0(t))^2 dt,$$

где $\hat{x}_0(t)$ – оценка фликкер-шума при отсутствии сигнала, $\hat{x}_1(t)$ – оценка фликкер-шума при наличии сигнала, s_0 – детерминированный сигнал.

Для оценки эффективности проводимой обработки сигнала выполняется расчет апостериорного отношения сигнал-шум по моментам достаточной статистики:

$$q = \frac{z^2}{(z - \bar{z})^2} \approx \frac{\frac{1}{N_s} \sum_{n=1}^{N_s} z_n}{\frac{1}{N_s} \sum_{n=1}^{N_s} z_n^2 - \left(\frac{1}{N_s} \sum_{n=1}^{N_s} z_n \right)^2},$$

где N_s – число реализаций.

Проведем сравнение оптимального и квазиоптимальных алгоритмов обработки. Особенностью квазиоптимальных алгоритмов является снижение требова-

ний к вычислительной мощности устройства обработки при некотором снижении эффективности.

1) Оптимальная статистика

$$z = \frac{2}{N_0} \int_0^T (y(t) - \hat{x}_0(t))(s_0 + \hat{x}_1(t) - \hat{x}_0(t)) dt - \frac{1}{N_0} \int_0^T (s_0 + \hat{x}_1(t) - \hat{x}_0(t))^2 dt.$$

2) Нелинейная компенсация фликкер-шума и оптимальная корреляционная обработка

$$z = \frac{2}{N_0} \int_0^T (y(t) - \hat{x}_0(t))(s_0 + \hat{x}_1(t) - \hat{x}_0(t)) dt.$$

3) Нелинейная компенсация фликкер-шума и согласованная (линейная) корреляционная обработка

$$z = \frac{2}{N_0} \int_0^T (y(t) - \hat{x}_0(t)) s_0 dt.$$

4) Согласованная корреляционная обработка

$$z = \frac{2}{N_0} \int_0^T y(t) s_0 dt.$$

В работе [14] рассматривался алгоритм обработки сигнала на фоне фликкер-шума без учета влияния «попкорн»-шума. Ввиду в основном гауссовского характера формирования фликкер-шума основные полученные характеристики были близки к параметрам алгоритмов обработки гауссовских процессов. Данная работа использует при обработке низкочастотный процесс, содержащий смесь теплового, фликкер и «попкорн»-шума.

На рис. 4 показаны результаты обработки сигнала на фоне смоделированного низкочастотного процесса и теплового шума с различными значениями дисперсии

D_x и отношения помеха-шум p . Обозначения на графике: «ECC» – оценочно-корреляционно-компенсационный алгоритм, «comp+optim» – нелинейная компенсация фликкер-шума и оптимальная корреляционная обработка, «comp+match» – нелинейная компенсация фликкер-шума и согласованная (линейная) корреляционная обработка, «match» – согласованная корреляционная обработка.

По результатам моделирования отмечается преимущество оценочно-корреляционно-компенсационного алгоритма при малом числе отсчетов и большой дисперсии теплового шума. При этом алгоритм согласованной фильтрации показывает наихудший результат обработки.

На рис. 5 представлены результаты обработки сигнала на фоне низкочастотной помехи, сформированной по экспериментальным данным.

По результатам обработки доказана эффективность оценочно-корреляционно-компенсационного алгоритма при обработке сигнала на фоне низкочастотной помехи и теплового шума. При этом заметна зависимость качества обработки от погрешности оценки показателя модели c_x для низкочастотного процесса.

Заключение

Результаты моделирования алгоритмов обработки показывают общее преимущество оценочно-корреляционно-компенсационного алгоритма. Моделирование проводится для различных длительностей сигнала, что позволяет учесть влияние низкочастотной помехи на большем диапазоне частот. Таким образом, на больших длительностях рассматриваемого сигнала снижается ширина его спектра, что усиливает негативное влияние помехи. Проверка работоспособности алгоритма на экс-

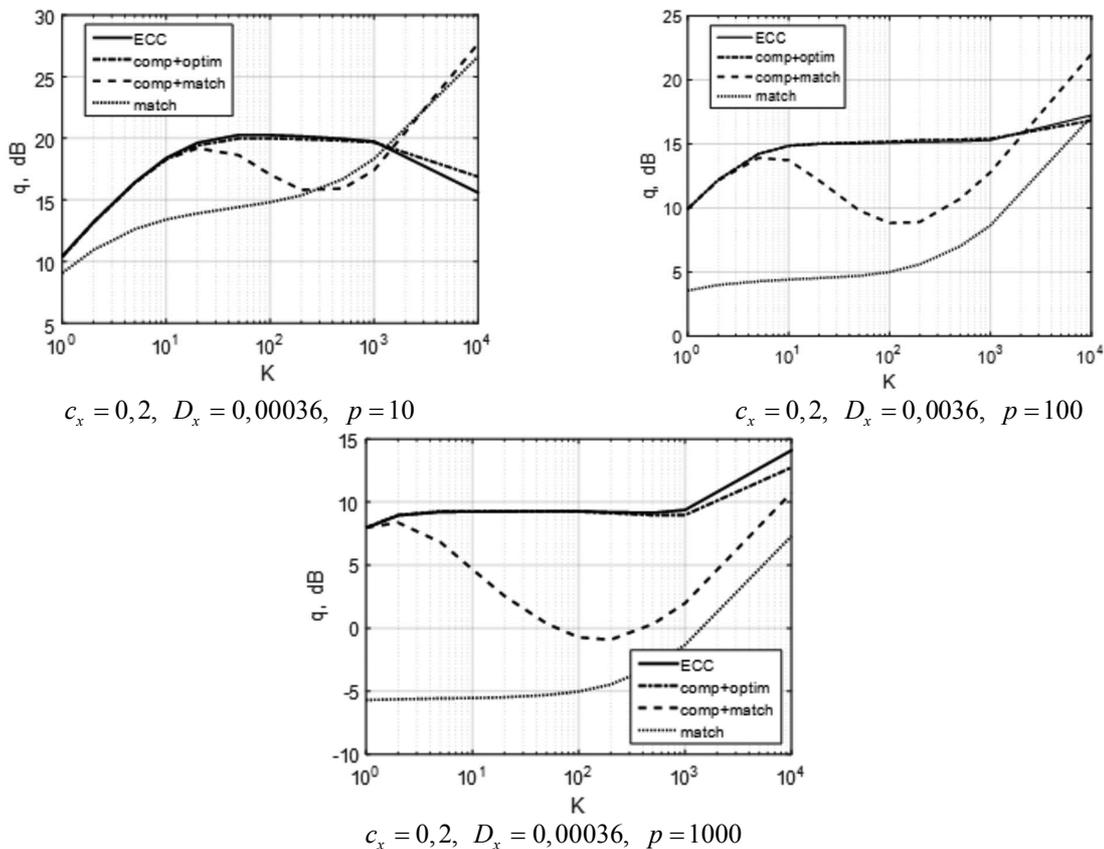


Рис. 4. Результаты обработки сигнала на фоне смоделированного низкочастотного процесса

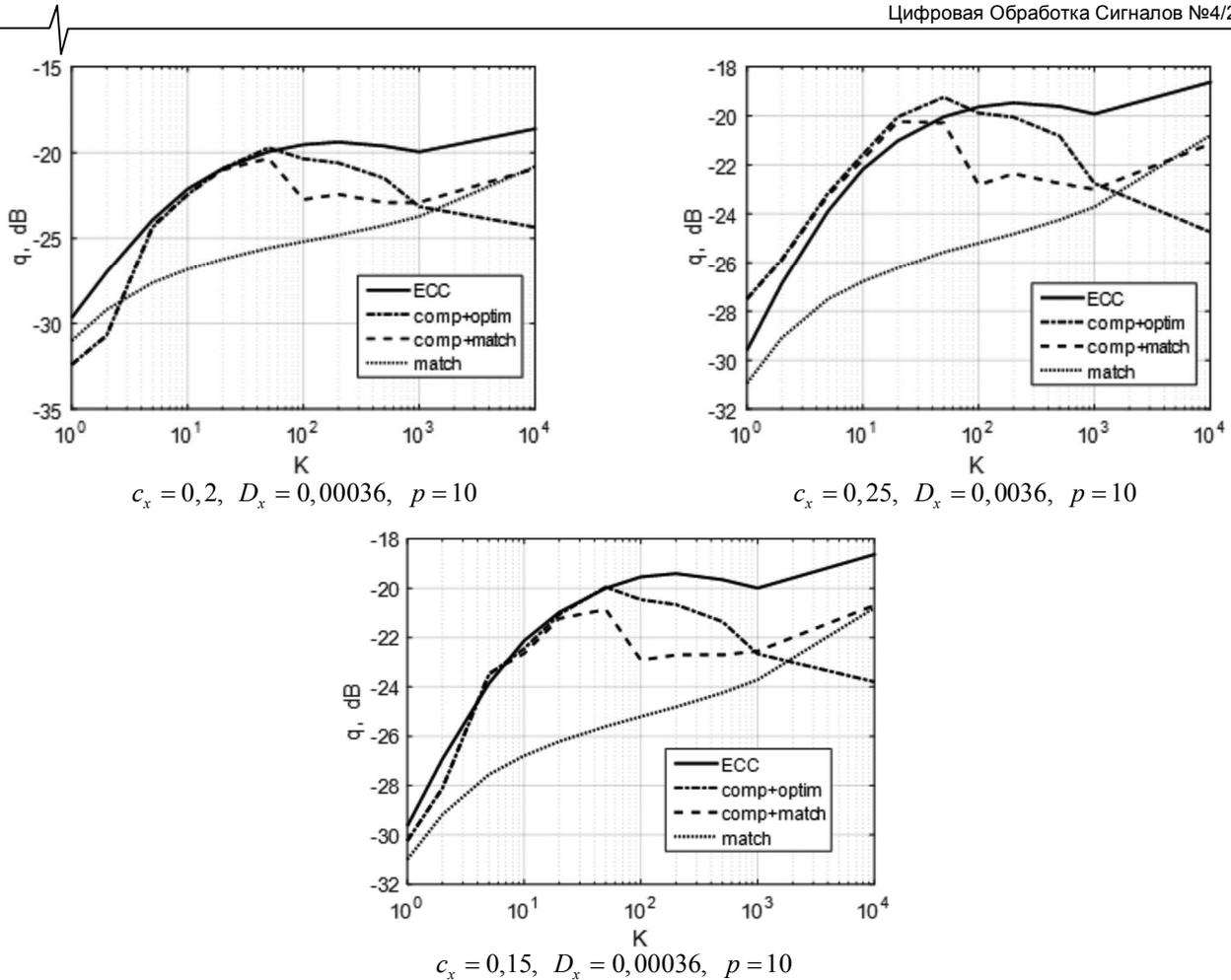


Рис. 5. Результаты обработки сигнала на фоне низкочастотного процесса, полученного экспериментальным путем

периментально полученных реализациях смеси фликкер шума и «попкорн»-шума подтвердила эффективность применения модели низкочастотных шумов на основе системы дифференциальных уравнений, а также алгоритма оценочно-корреляционно-компенсационной обработки.

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, грант РНФ 24-29-20249, <https://rscf.ru/en/project/24-29-20249/> в ООО «Лаборатория Сфера».

Литература

1. Mangalvedhe N., Ratasuk R., Ghosh A. NB-IoT Deployment Study for Low Power Wide Area Cellular IoT. IEEE 27th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication. 2016.
2. Kroell H., Korb M., Weber B., Willi S., Huang Q. Maximum-Likelihood Detection for Energy-Efficient Timing Acquisition in NB-IoT. IEEE Wireless Communications and Networking Conference Workshops. 2017.
3. Culter C.D. A review of the theory and estimation of fractal dimension. Nonlinear time series and chaos, vol. 1, Dimension estimation and models. 1993. С. 1-107.
4. Потапов А.А. Фракталы в радиофизике и радиолокации: топология выборки. М.: Университетская книга. 2005. 848 с.
5. Паршин Ю.Н. Влияние пространственной корреляции на эффективность оптимизации пространственной структуры мно-

гоантенной системы при разнесенном приеме / Ю.Н. Паршин, А.В. Ксендзов. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. Рязань: РГРТУ, 2006, вып. 19. с. 54-62.

6. Букингем М. Шумы в электронных приборах и системах: пер. с англ. М.: Мир, 1986. 399 с.

7. Ван дер Зил, А. Шум (источники, описание, измерение) / А. Ван дер Зил. М.: Сов. радио, 1973 (перевод с английского). 178 с.

8. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга первая / Б.Р. Левин. М.: Сов. радио, 1969. 752 с.

9. Leeson. D.B. A simple model of feedback oscillator noise spectrum. Proceedings IEEE, vol. 54, pp. 329-330. 1966.

10. Mamontov Yu.V., Willander M. Long asymptotic correlation time for non-linear autonomous Ito's stochastic differential equation. Nonlinear Dynamics 12: pp. 399-411, 1997.

11. Паршин А.Ю. Экспериментальная оценка параметров негауссовского фликкер-шума. Вестник РГРТУ. 2020. № 73, с. 19-25.

12. Паршин А.Ю., Мазаев Г.П. Исследование негауссовских свойств низкочастотных шумов операционных усилителей. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета, Рязань: РГРТУ. 2022. № 82.

13. Сосулин Ю.Г., Костров В.В., Паршин Ю.Н. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех. М.: Радиотехника. 2014. 632 с.

14. Паршин А.Ю. Экспериментальное исследование адаптивной обработки сигналов на фоне фликкер шума / А.Ю. Паршин, Ю.Н. Паршин. Радиотехника. 2020. Т. 84. № 11(21). С. 72-81.

ОЦЕНКА ЧАСТОТЫ И ФАЗЫ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА, ПРИНИМАЕМОГО НА ФОНЕ БЕЛОГО ШУМА, ПО ЕГО КОРОТКОЙ ВЫБОРКЕ

*Паршин В.С., д.т.н., профессор кафедры РУС РГРТУ им. В. Ф. Уткина, e-mail: vsparshin@gmail.com
Нгуен В.Д., аспирант кафедры РУС РГРТУ им. В. Ф. Уткина, e-mail: ducnguyenvan15043003@gmail.com*

ESTIMATION OF FREQUENCY AND PHASE OF A HARMONIC SIGNAL RECEIVED AGAINST A WHITE NOISE BACKGROUND FROM ITS SHORT SAMPLE

Parshin V.S., Nguyen V.D.

The paper presents relationships that allow one to determine the Rao-Kramer boundaries for joint and separate estimates of the relative frequency, initial phase, and amplitude of a harmonic signal represented by a short sample, received against a background of white normal noise. A short sample is understood to be a signal containing fractions and units of a period in the observation interval. Statistical modeling was performed for different signal-to-noise ratios, the results of which completely coincided with the results of calculations using the obtained expressions. The paper presents the results of statistical modeling that allow one to determine the biases of the estimates of the frequency and initial phase of signals represented by a short sample.

Key words: short sample, maximum likelihood method, Rao-Kramer bound, relative frequency estimation, phase estimation, variance, bias, invariant transformation.

Ключевые слова: короткая выборка, метод максимального правдоподобия, граница Рао-Крамера, оценка относительной частоты, оценка фазы, дисперсия, смещение, инвариантное преобразование.

Введение

В ряде случаев приходится измерять частоту гармонических колебаний, представленных короткой выборкой. Такая задача возникает при измерении малых расстояний дальномером с частотной модуляцией излучаемого сигнала, анализе сигналов в акустике, гидроакустике, сейсмоакустике.

В данной работе под термином «короткая выборка» понимается реализация сигнала, относительная частота n которой

$$n = \omega T_u / 2\pi, \quad (1)$$

где ω – круговая частота; T_u – длительность реализации, такова, что на интервале времени T_u содержатся доли и единицы периода колебания.

На практике очень часто используют для оценки частоты $\hat{\omega}$ алгоритм [1, 2]

$$S(\hat{\omega}) = \max_{\omega} \{S(\omega)\}, \quad (2)$$

где $S(\omega)$ – спектральная плотность амплитуды.

Согласно (2) за оценку частоты $\hat{\omega}$ принимается та частота ω , на которой находится максимальная спектральная составляющая спектральной плотности $S(\omega)$.

Использование алгоритма (2) для оценки частоты приводит к слишком большим погрешностям, поскольку максимальная спектральная составляющая при малом числе периодов на интервале наблюдения находится либо на нулевой частоте, либо в ее окрестностях. Кроме того, алгоритм (2) не позволяет оценивать фазу сигнала,

Получены соотношения, позволяющие определить границы Рао-Крамера для совместных и отдельных оценок относительной частоты, начальной фазы и амплитуды гармонического сигнала, представленного короткой выборкой, принимаемого на фоне белого нормального шума. Под короткой выборкой понимается сигнал, содержащий на интервале наблюдения доли и единицы периода. Проведено статистическое моделирование при разных отношениях сигнал-шум, результаты которого полностью совпали с результатами расчетов по полученным выражениям. Приведены результаты статистического моделирования, позволяющие определить смещения оценок частоты и начальной фазы сигналов, представленных короткой выборкой.

ла, которая в ряде случаев является информативным параметром.

В ряде работ [3-9] предложены различные алгоритмы измерения параметров радиосигнала по его короткой реализации. Однако упомянутые алгоритмы или не позволяют обеспечить потенциальную точность оценки параметров радиосигнала при приеме его на фоне белого нормального шума, или позволяют осуществлять оценку какого-то одного параметра.

Целью работы является определение смещения и дисперсии оценок (границ Рао-Крамера) частоты и фазы радиосигнала, представленных короткой выборкой, при использовании для оценок метода максимального правдоподобия.

Постановка задачи

Принимаемая реализация $y(t)$ является суммой полезного сигнала $S(t)$ и нормального белого шума $\zeta(t)$ с односторонней спектральной плотностью мощности N_0 .

$$y(t) = S(t) + \zeta(t) = a \cos\left(\frac{2\pi n}{T_u} t + \varphi\right) + \zeta(t), \quad (3)$$

где a , n , φ – соответствуют амплитуде, относительной частоте и начальной фазе полезного сигнала.

Для оценки параметров радиосигнала (3) воспользуемся методом максимального правдоподобия. Полагаем, что длительность реализации T_u известна. В общем случае логарифм функции отношения правдоподобия (ЛФОП) $\ln\{\Lambda(a_{on}, n_{on}, \varphi_{on})\}$ можно представить в виде [1-2]

$$\ln\{\Lambda(a_{on}, n_{on}, \varphi_{on})\} = \frac{2}{N_0} \int_0^{T_u} \left\{ y(t) S_{on}(t, a_{on}, n_{on}, \varphi_{on}) - \frac{1}{2} S_{on}^2(t, a_{on}, n_{on}, \varphi_{on}) \right\} dt, \quad (4)$$

где $S_{on}(t, a_{on}, n_{on}, \varphi_{on})$ – опорный сигнал.

Для получения оценок $\hat{a}, \hat{n}, \hat{\varphi}$ параметров a, n, φ необходимо, варьируя значения параметров опорного сигнала, добиться максимизации ЛФОП. За оценки $\hat{a}, \hat{n}, \hat{\varphi}$ параметров a, n, φ принимаются те значения параметров опорного сигнала, при которых функция (4) достигает максимума.

Вычисляя интеграл в (4), с учетом (3) получаем

$$\begin{aligned} \ln\{\Lambda(a_{on}, n_{on}, \varphi_{on})\} &= \frac{aa_{on}T_u}{N_0} \cos[\pi(n - n_{on}) + \varphi - \varphi_{on}] \frac{\sin[\pi(n - n_{on})]}{\pi(n - n_{on})} + \\ &+ \frac{aa_{on}T_u}{N_0} \cos[\pi(n + n_{on}) + \varphi + \varphi_{on}] \frac{\sin[\pi(n + n_{on})]}{\pi(n + n_{on})} - \\ &- \frac{a_{on}^2 T_u}{2N_0} \cos(2\pi n_{on} + 2\varphi_{on}) \frac{\sin(2\pi n_{on})}{2\pi n_{on}} - \frac{a_{on}^2 T_u}{2N_0}. \end{aligned} \quad (5)$$

Обычно полагают, что относительная частота достаточно велика ($n \gg 1$). При этом слагаемыми с удвоенной относительной частотой в (5) можно пренебречь. Тогда функцию $\ln\{\Lambda(a_{on}, n_{on}, \varphi_{on})\}$ можно переписать в виде

$$\begin{aligned} \ln\{\Lambda(a_{on}, n_{on}, \varphi_{on})\} &= \frac{aa_{on}T_u}{N_0} \cos[\pi(n - n_{on}) + \varphi - \varphi_{on}] \times \\ &\times \frac{\sin[\pi(n - n_{on})]}{\pi(n - n_{on})} - \frac{a_{on}^2 T_u}{2N_0}. \end{aligned} \quad (6)$$

Обычно функция (6) используется для определения дисперсии оценки параметров радиосигнала. В работе для определения дисперсии оценок будет использоваться ЛФОП (5), что позволит определить поведение оценок для малых относительных частот.

Оценка относительной частоты при известной фазе

Самой простой ситуацией на практике является измерение относительной частоты при известных амплитуде и фазе, то есть $a_{on} = a = a_0, \varphi_{on} = \varphi = \varphi_0$ (a_0 и φ_0 – соответственно истинное значение амплитуды и начальной фазы). В этом случае ЛФОП $\ln\{\Lambda(n_{on})\}$ можно записывать таким образом

$$\begin{aligned} \ln\{\Lambda(n_{on})\} &= \frac{2E_0}{N_0} \frac{\sin[2\pi(n - n_{on})]}{2\pi(n - n_{on})} + \\ &+ \frac{2E_0}{N_0} \cos[\pi(n + n_{on}) + 2\varphi_0] \frac{\sin[\pi(n + n_{on})]}{\pi(n + n_{on})} - \end{aligned}$$

$$- \frac{E_0}{N_0} \cos(2\pi n_{on} + 2\varphi_0) \frac{\sin(2\pi n_{on})}{(2\pi n_{on})} - \frac{E_0}{N_0}, \quad (7)$$

где энергия $E_0 = a_0^2 T_u / 2$.

Нижняя граница дисперсии оценки относительной частоты \hat{n} (нижняя граница Рао-Крамера) при известных амплитуде и фазе определяется известным соотношением [1-2]:

$$D_{\hat{n}} = - \frac{1}{\partial^2 \ln\{\Lambda(n_{on})\} / \partial n_{on}^2} \Big|_{n_{on} = n}. \quad (8)$$

Проводя необходимые вычисления, получаем нижнюю границу дисперсии оценки относительной частоты

$$\begin{aligned} D_{\hat{n}} &= \frac{N_0}{2E_0 (2\pi)^2} \times \\ &\times \frac{1}{\frac{1}{3} - \frac{1}{2} \left\{ \frac{\sin(4\pi n + 2\varphi_0)}{(2\pi n)} + \frac{\cos(4\pi n + 2\varphi_0)}{(2\pi n)^2} - \frac{\cos(2\pi n + 2\varphi_0) \sin(2\pi n)}{(2\pi n)^3} \right\}}. \end{aligned} \quad (9)$$

Из выражения (9) следует, что дисперсия оценки относительной частоты \hat{n} зависит от измеряемой частоты n и значения начальной фазы, и имеет колебательный характер. В частном случае, когда измеряемая относительная частота достаточно велика ($n \gg 1$), слагаемыми множителя вида $\sin(x)/x$ и $\cos(x)/x$ можно пренебречь. В этом случае, с учетом того, что $\omega = 2\pi n / T_u$, дисперсия оценки частоты [1] будет равна $D_{\hat{\omega}} \approx 3N_0 / 2E_0 T_u^2$.

Результаты моделирования представлены на рис. 1. Моделирование осуществлялось при фиксированном значении времени наблюдения. На рис. 1, а показано смещение оценки относительной частоты \hat{n} , величина которого определяется так:

$$\varepsilon_n = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \hat{n}_i - n = m\{\hat{n}\} - n, \quad (10)$$

где L – число реализаций; $m\{\hat{n}\}$ – математическое ожидание оценки относительной частоты; n – измеряемая относительная частота.

На рис. 1, б приведена дисперсия оценки относительной частоты, величина которой рассчитывается по следующей формуле

$$\sigma_n^2 = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L (\hat{n}_i - m\{\hat{n}\})^2. \quad (11)$$

Число реализации $L = 1000$, начальная фаза сигнала $\varphi_0 = 0$. Графики 1, 2 и 3, приведенные на рис. 1, получены при отношении сигнал-шум, величина которого соответственно равна $2E_0/N_0 = 38$ дБ, $2E_0/N_0 = 32$ дБ и $2E_0/N_0 = 26$ дБ.

По рис. 1, а видно, что график смещения относительной частоты имеет колебательный характер. Увеличение измеряемой относительной частоты приводит к уменьшению смещения. Необходимо отметить, что смещение оценки частоты возникает из-за влияния слагаемых с удвоенной частотой в (5).

Рис. 1, б показывает, что дисперсия оценки относи-

тельной частоты также является функцией частоты. При достаточно большой относительной частоте дисперсия оценки \hat{n} становится равна [1] величине $D_{\hat{n}} = 3N_0/2E_0(2\pi)^2$.

Необходимо отметить, что результаты расчетов по формуле (9) полностью совпадают с результатами моделирования и поэтому не приводятся.

Совместная оценка относительной частоты и фазы

Наиболее часто встречающийся на практике случай, когда начальная фаза исследуемого сигнала не известна. В этом случае задача оценки относительной частоты \hat{n} при неизвестной фазе сводится к задаче нахождения максимума ЛФОП $\ln\{\Lambda(n_{on}, \varphi_{on})\}$, то есть к задаче совместной оценке величин n_{on} и φ_{on} . Полагая известной амплитуду, ЛФОП $\ln\{\Lambda(n_{on}, \varphi_{on})\}$ можно представить в виде

$$\begin{aligned} \ln\{\Lambda(n_{on}, \varphi_{on})\} = & \\ = & \frac{2E_0}{N_0} \cos[\pi(n-n_{on})+\varphi-\varphi_{on}] \frac{\sin[\pi(n-n_{on})]}{\pi(n-n_{on})} + \\ & + \frac{2E_0}{N_0} \cos[\pi(n+n_{on})+\varphi+\varphi_{on}] \frac{\sin[\pi(n+n_{on})]}{\pi(n+n_{on})} - \\ & - \frac{E_0}{N_0} \cos(2\pi n_{on}+2\varphi_{on}) \frac{\sin(2\pi n_{on})}{2\pi n_{on}} - \frac{E_0}{N_0}. \end{aligned} \quad (12)$$

Вычисляя производные

$$J_{ik} = - \left[\frac{\partial^2 \ln\{\Lambda(n_{on}, \varphi_{on})\}}{\partial n_{on} \partial \varphi_{on} k} \right]_{\substack{n_{on}=n \\ \varphi_{on}=\varphi}} \quad (13)$$

и составляя корреляционную матрицу оценок [1], получаем нижние границы Рао-Крамера для оценок частоты и фазы

$$D_{\hat{n}} = \frac{N_0 C}{2E_0 \pi^2 (4AC + B^2)}, \quad (14)$$

$$D_{\hat{\varphi}} = - \frac{N_0 4A}{2E_0 (4AC + B^2)}, \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \text{где } B = & 1 - \frac{\sin(4\pi n + 2\varphi)}{2\pi n} + \frac{\sin(2\pi n + 2\varphi)\sin(2\pi n)}{(2\pi n)^2}, \quad C = \\ = & -1 + \frac{\cos(2\pi n + 2\varphi)\sin(2\pi n)}{2\pi n}, \quad A = \frac{1}{3} - \frac{1}{2} \frac{\sin(4\pi n + 2\varphi)}{2\pi n} - \\ & - \frac{1}{2} \frac{\cos(4\pi n + 2\varphi)}{(2\pi n)^2} + \frac{1}{2} \frac{\cos(2\pi n + 2\varphi)\sin(2\pi n)}{(2\pi n)^3}. \end{aligned}$$

В частном случае при $n \gg 1$ можно пренебречь слагаемыми вида $\sin(x)/x$ и $\cos(x)/x$. При этом дисперсии совместной оценки частоты и фазы будут равны [1] $D_{\hat{n}} = 12N_0/2E_0 T_u^2$ и $D_{\hat{\varphi}} = 4N_0/2E_0$.

Результаты моделирования приведены на рис. 2. Условия моделирования те же самые, что и при получении

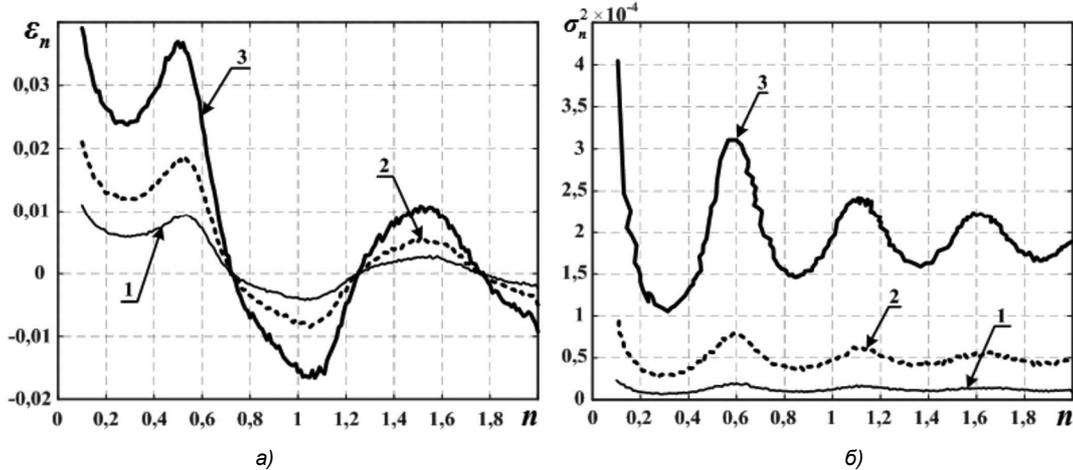


Рис. 1. Зависимости смещения (а) и дисперсии оценки относительной частоты при известной фазе сигнала

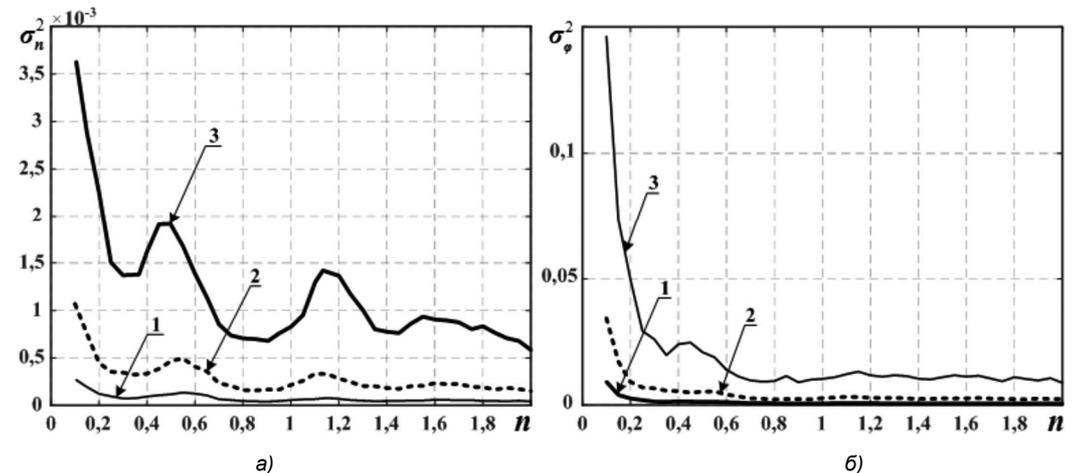


Рис. 2. Зависимость дисперсии совместной оценки относительной частоты (а) и начальной фазы (б)

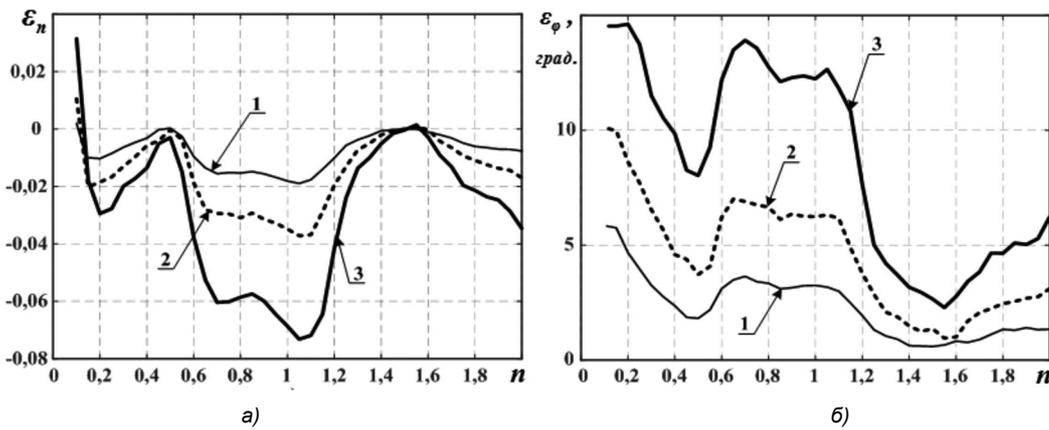


Рис. 3. Смещение совместных оценок относительной частоты (а) и начальной фазы (б)

нии графиков, представленных на рис. 1. Графики 1, 2, 3 соответствуют отношениям сигнал-шум, величина которого соответственно равна $2E_0/N_0 = 38$ дБ, $2E_0/N_0 = 32$ дБ и $2E_0/N_0 = 26$ дБ. При проведении моделирования полагалось, что фаза опорного сигнала изменялась в интервале $-\pi/2 + \varphi \leq \varphi_{on} \leq \pi/2 + \varphi$, где φ – задаваемая фаза сигнала (3). Сравнение результатов, приведенных на рис. 1, б и рис. 2, а, показывает, что дисперсия оценки относительной частоты при неизвестной фазе примерно в 4 раза больше дисперсии оценки относительной частоты при известной фазе и для короткой выборки.

На рис. 3 показаны смещения оценки частоты и фазы, величины которых определяются по формуле (10). Из сравнения результатов, приведенных на рис. 1, а и рис. 3, а, следует, что из-за незнания фазы сигнала смещение относительной частоты увеличивается. При увеличении отношения сигнал-шум смещение оценок быстро уменьшается. Результаты расчетов по (14, 15) также полностью совпадают с результатами моделирования.

Совместные оценки относительной частоты, фазы и амплитуды

Дисперсии оценки совместных трех параметра $D_{\hat{n}}$, $D_{\hat{\varphi}}$ и $D_{\hat{a}}$ определяются известным соотношением [1] $R_{ik} \geq J^{-1}$, где R_{ik} – корреляционная матрица ошибок оценок; J – информационная матрица Фишера; J^{-1} – обратная матрица J .

Вычисляя необходимые операции, получаем следующие значения для дисперсии оценок амплитуды $D_{\hat{a}}$, относительной частоты $D_{\hat{n}}$ и фазы $D_{\hat{\varphi}}$.

$$R_{11} = D_{\hat{a}} = \frac{J_{22}J_{33} - J_{23}^2}{\Delta}, \tag{17}$$

$$R_{22} = D_{\hat{n}} = \frac{J_{11}J_{33} - J_{13}^2}{\Delta}, \tag{18}$$

$$R_{33} = D_{\hat{\varphi}} = \frac{J_{11}J_{22} - J_{12}^2}{\Delta}, \tag{19}$$

где $\Delta = J_{11}J_{22}J_{33} + 2J_{12}J_{23}J_{13} - J_{22}J_{13}^2 - J_{33}J_{12}^2 - J_{11}J_{23}^2$;

$$J_{11} = \frac{T_u(I+C)}{N_0}; \quad J_{12} = \frac{\pi a_0 T_u D}{N_0}; \quad J_{13} = -\frac{a_0 T_u F}{N_0};$$

$$J_{22} = \frac{2E_0(2\pi)^2}{N_0} \left(\frac{1}{3} - \frac{A}{2} \right); \quad J_{23} = \frac{\pi 2E_0}{N_0} (1-B);$$

$$J_{33} = \frac{2E_0}{N_0} (1-C); \quad C = \frac{\cos(2\pi n + 2\varphi) \sin(2\pi n)}{2\pi n};$$

$$D = \frac{\cos(4\pi n + 2\varphi)}{2\pi n} - \frac{\cos(2\pi n + 2\varphi) \sin(2\pi n)}{(2\pi n)^2};$$

$$B = \frac{\sin(4\pi n + 2\varphi)}{2\pi n} - \frac{\sin(2\pi n + 2\varphi) \sin(2\pi n)}{(2\pi n)^2};$$

$$A = \frac{\sin(4\pi n + 2\varphi)}{2\pi n} + \frac{\cos(4\pi n + 2\varphi)}{(2\pi n)^2} - \frac{\cos(2\pi n + 2\varphi) \sin(2\pi n)}{(2\pi n)^3};$$

$$F = \frac{\sin(2\pi n + 2\varphi) \sin(2\pi n)}{2\pi n}.$$

При $n \gg 1$ коэффициенты A, B, C, D и F будут равны нулю ($A = B = C = D = F = 0$). При этом дисперсии оценки амплитуды, фазы и частоты равны $D_{\hat{a}} = N_0/T_u$, $D_{\hat{\varphi}} = 4N_0/2E_0$ и $D_{\hat{n}} = 12N_0/2E_0T_u^2$, то есть совпадают с границами Рао-Крамера для достаточно больших относительных частот [1].

Результаты моделирования представлены на рис. 4. Графики 1, 2 и 3 соответствуют дисперсиям оценок при $2E_0/N_0 = 38$ дБ, $2E_0/N_0 = 32$ дБ, $2E_0/N_0 = 26$ дБ.

Анализ полученных графиков показывает, что при относительной частоте $n < 0,8$ дисперсии оценок (частоты, фазы) резко возрастают.

На практике для устранения влияния разницы амплитуд принятого и опорного сигналов на результат измерения можно использовать инвариантное преобразование [8]

$$y'(t) = y(t) / \sqrt{\int_0^{T_u} y^2(t) dt}, \tag{20}$$

что позволяет существенно уменьшить число вычислительных операций при нахождении экстремума ЛФОР.

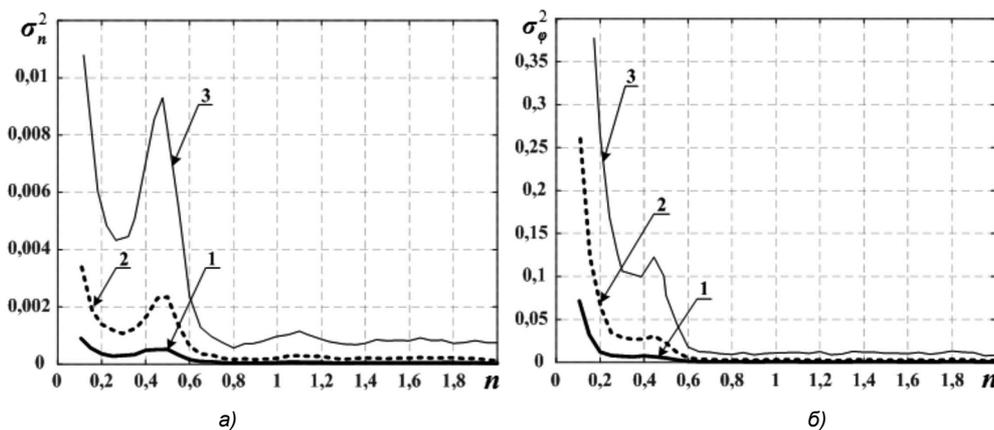


Рис. 4. Дисперсия оценки относительной частоты (а) и начальной фазы (б)

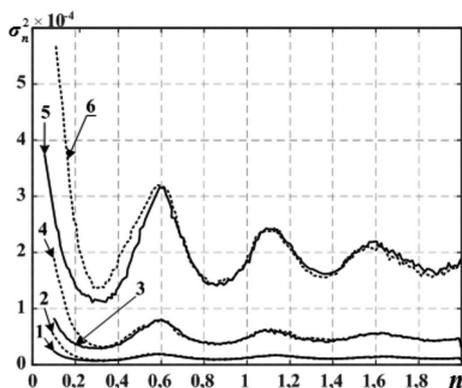


Рис. 5. Дисперсии оценки частоты при известной фазе и использовании инвариантного преобразования

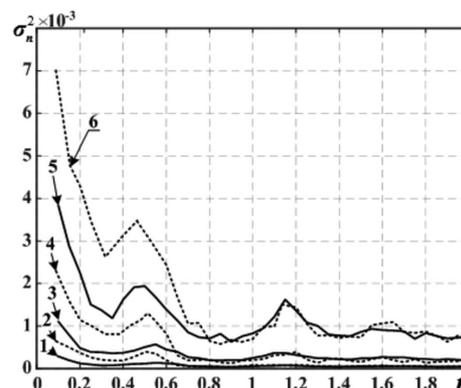


Рис. 6. Дисперсии оценки частоты при неизвестной фазе и использовании инвариантного преобразования

При каждом измерении частоты это преобразование используется дважды. Один раз преобразование (20) применяется к анализируемому сигналу, второй раз к опорному сигналу. Однако преобразование (20), что очевидно, приводит к увеличению влияния шума. Найти границы Рао-Крамера для этого случая не представляется возможным. Результаты моделирования приведены на рис. 5 и 6. Пунктирные графики (2, 4 и 6) получены при использовании инвариантного преобразования. Остальные условия проведения моделирования остались теми же самыми, что и при получении выше графиков.

Из графиков видно, что при использовании инвариантного преобразования дисперсия оценки частоты заметно увеличивается лишь для очень малых относительных частот. Дисперсия оценки фазы увеличивается более существенно.

Заключение

В работе получены соотношения, позволяющие определить границы Рао-Крамера для совместных и отдельных оценок относительной частоты, начальной фазы и амплитуды гармонического сигнала, представленного короткой выборкой. Под короткой выборкой в работе понимается сигнал, реализация которого содержит доли и единицы периода. Результаты расчетов по полученным выражениям совпадают с результатами моделирования. Проведено моделирование процедуры оценки относительной частоты и фазы сигнала при использовании преобразования, инвариантного к амплитуде сигнала.

Литература

1. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио связь. 1983. 320 с.

2. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Сов. радио, 1978, 296 с.

3. Лабутин С.А., Пугин М.В. Помехоустойчивость и быстродействие методов измерения частоты по короткой реализации гармонического сигнала. Измерительная техника. 1998. № 9. С. 34-77.

4. Зандер Ф.В. Алгоритмы оптимальной оценки параметров радиосигнала при времени измерения менее периода и некротном периоде с привязкой результата к началу измерительного интервала. Измерительная техника. 2003. № 2. С. 43-45.

5. Ронкин М.В. Оценка частоты сигнала по короткой реализации в локационных системах с непрерывным излучением на основе обработки квадратурных составляющих / М.В. Ронкин, А.А. Калмыков, Е.И. Хрестина. Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2015. № 1. С. 48-52. EDN TSZXRР.

6. Ронкин М.В. Цифровые методы оценки времен прохождения ультразвуковых локационных сигналов / М.В. Ронкин, А.А. Калмыков. Датчики и системы. 2014. № 8(183). С. 11-16. EDN SMEJUV.

7. Дорох К.Ю. Оценка частотных параметров ЛЧМ-сигнала по короткой выборке / К.Ю. Дорох, С.В. Козлов, Е.А. Манюкевич. Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXIV Международной научно-технической конференции. В 5-и томах, Воронеж, 17-19 апреля 2018 года. Том 4. Воронеж: Общество с ограниченной ответственностью «Вэлборн», 2018. С. 362-367. EDN YMTNTN.

8. Атаянц Б.А. Измерение частоты гармонического сигнала, принимаемого на фоне аддитивного белого шума, по его короткой реализации / Б.А. Атаянц, В.С. Паршин. Измерительная техника. 2004. № 6. С. 42-45. EDN QIXGDD.

9. Кагаленко М.Б. Точность оценки частоты гармонического сигнала методом нелинейных наименьших квадратов / М.Б. Кагаленко. Цифровая обработка сигналов. 2012. № 1. С. 76-80. EDN OYBXPH.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.49

РЕАЛИЗАЦИЯ БЫСТРОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ НЕЭКВИДИСТАНТНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ИМПУЛЬСОВ НА ПЛИС ТИПА FPGA

Кошелев В.И., д.т.н., профессор, зав. кафедрой РТС РГРТУ, e-mail: koshelev.v.i@rsreu.ru

Чинь Н.Х., аспирант кафедры РТС РГРТУ, e-mail: ngochieu.radioscientist@mail.ru

IMPLEMENTATION OF FAST FOURIER TRANSFORM OF NON-EQUIDISTANT PULSE SEQUENCES ON FPGA

Koshelev V.I., Trinh N.H.

The Fast Fourier Transform (FFT) processor is widely used to perform a variety of radio engineering tasks, in particular multi-channel frequency filtering (MFF) of signals with an unknown frequency. However, the use of classical FFT for processing non-equidistant pulse sequences does not ensure optimal processing according to the energy criterion of the signal-to-noise ratio. This study is devoted to the implementation of a modified fast Fourier transform (MFFT) algorithm on programmable logic integrated circuits of the FPGA (Field Programmable Gate Arrays) type, which provides a maximum signal-to-noise ratio when processing non-equidistant pulse sequences. This algorithm is based on changing the FFT structure by introducing additional phase rotation blocks that take into account the wobble of the pulse repetition period of non-equidistant pulse sequences. The modified fast Fourier transform algorithm is described in Verilog HDL and tested on an FPGA board – Altera Cyclone IV.

The aim of this work is to implement FFT and MFFT algorithms on FPGA for processing non-equidistant pulse sequences. A comparative analysis of the obtained experimental results of calculating the FFT and MFFT with the results of computer calculations was carried out.

Key words: multi-channel frequency filter, non-equidistant pulse sequence, fast Fourier transform, FPGA, Altera Cyclone IV.

Ключевые слова: многоканальный частотный фильтр, неэквидистантная последовательность импульсов, быстрое преобразование Фурье, ПЛИС, FPGA, Altera Cyclone IV.

Введение

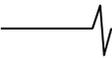
При обработке радиолокационных сигналов возникают проблемы, связанные с эффектами слепой скорости и слепой дальности. Для их устранения используют сигналы с переменном периодом повторения импульсов или неэквидистантные последовательности импульсов (НПИ) [1-4]. Кроме того, НПИ позволяют расширять диапазон однозначного измерения частоты Доплера [5-7]. Применение БПФ для многоканальной частотной фильтрации (МЧФ) позволяет существенно сократить вычислительные затраты по сравнению с дискретным преобразованием Фурье (ДПФ). Параметры многоканальной фильтрации обнаружителя рассмотрены в ряде работ [8-11]. Однако применение классического БПФ для обработки НПИ приводит к «перетеканию» части энергии сигнала в побочные частотные каналы МЧФ [12-14]. Возникающие при этом энергетические потери может компенсировать модифицированный или комбинированный (совместно классический и модифицированный) алгоритмы БПФ, которые описаны в [15-16].

Реализация алгоритмов БПФ многократно выполнялась с использованием процессоров общего назначения, цифровых сигнальных процессоров (ЦСП) и специализированных микросхем процессоров БПФ. Однако по мере увеличения емкости, повышения производитель-

Процессор быстрого преобразования Фурье (БПФ) широко используется для выполнения разнообразных радиотехнических задач, в частности, для многоканальной частотной фильтрации (МЧФ) сигналов с неизвестной частотой. Однако применение классического БПФ для обработки неэквидистантных последовательностей импульсов (НПИ) не обеспечивает оптимальности обработки по энергетическому критерию отношения сигнал-шум. Данное исследование посвящено реализации на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС) типа FPGA (Field Programmable Gate Arrays) алгоритма модифицированного быстрого преобразования Фурье (МБПФ), обеспечивающего максимум отношения сигнал-шум при обработке НПИ. Этот алгоритм основан на изменении структуры БПФ путем введения дополнительных блоков фазового поворота, учитывающих вобуляцию периода повторения импульсов НПИ. Алгоритм МБПФ описан на языке Verilog HDL и протестирован на плате ПЛИС FPGA - Altera Cyclone IV.

Целью работы является реализация алгоритмов БПФ и МБПФ в ПЛИС FPGA для обработки неэквидистантных последовательностей импульсов. Проведен сравнительный анализ полученных экспериментальных результатов вычисления БПФ и МБПФ с результатами компьютерного вычисления.

ности и снижения стоимости полевых программируемых вентильных ПЛИС (FPGA) они стали перспективным решением для выполнения задач, требующих значительных вычислительных затрат, в том числе таких, как вычисление БПФ [17]. Применение ПЛИС особенно целесообразно в системах, требующих многоканальной обработки данных или многоступенчатой фильтрации, а также для реализации сложных параллельных алгоритмов [18]. Параллельные алгоритмы цифровой обработки сигналов (ЦОС) обеспечивают более высокое быстродействие обработки в сложных устройствах ЦОС по



сравнению с последовательными алгоритмами [19]. Поэтому программируемые пользователем вентильные матрицы FPGA являются привлекательными платформами для высокоскоростной обработки сигналов.

Реализация алгоритмов БПФ на ПЛИС-FPGA известна из ряда публикаций. В [20-21] рассмотрена реализация алгоритма БПФ параллельной и последовательной архитектур. Особенности реализации алгоритма БПФ, а также конвейерная архитектура реализации описаны в [22]. Архитектура БПФ, основанная на использовании распределенной памяти, служит для максимизации пропускной способности и минимизации использования «справочной таблицы»-look up table (LUT) и регистров в [23]. В [24] реализован алгоритм БПФ для обработки радиолокационных сигналов с использованием оператора с плавающей запятой для уменьшения погрешности вычислений, связанных с ограниченным динамическим диапазоном представления чисел в формате с фиксированной запятой.

В предлагаемой работе проведена реализация алгоритмов БПФ в ПЛИС FPGA для обработки неэквидистантных последовательностей импульсов. Представлен проект такого алгоритма на плате FPGA – Altera Cyclone IV и проведен сравнительный анализ полученных FPGA результатов вычисления и результатов вычислений в пакете MATLAB.

Структура алгоритма МБПФ неэквидистантных импульсных сигналов в многоканальном частотном фильтре

Спектральные отсчеты N -точечного сигнала определяются классическим алгоритмом ДПФ с прореживанием по времени как:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x_{2n} W_N^{2nk} + W_N^k \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x_{2n+1} W_N^{2nk}, \quad (1)$$

$$\text{где } W_N^k = e^{-j2\pi \frac{k}{N}} = \cos\left(2\pi \frac{k}{N}\right) - j \sin\left(2\pi \frac{k}{N}\right).$$

Алгоритм МБПФ полученный в работе [16] применительно к неэквидистантным импульсным последовательностям имеет вид:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x_{2n} W_N^{2nk} + e^{j2\pi v \frac{k}{N}} W_N^k \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x_{2n+1} W_N^{2nk}, \quad (2)$$

где комплексный множитель $e^{j2\pi v \frac{k}{N}}$, определяющий дополнительный фазовый поворот отсчетов, связанный с параметром вобуляции $v = (T_0 + T_1) / T_0$, $T_0 = (T_1 + T_2) / 2$ – средний период повторения импульсов, а T_1, T_2 – чередующиеся периоды повторения импульсов.

Алгоритм Кули-Тьюки эффективно обеспечивает вычисление БПФ для количества отсчетов равном степени 2. Базовая операция Radix-2 «бабочка» является ядром алгоритма БПФ и сводится к вычислению суммы двух комплексных чисел и их разности с последующим умножением на коэффициент вращения (рис. 1). Из (2) видно, что на заключительном этапе алгоритма МБПФ коэффициент вращения модифицируется дополнительным умножением (рис. 2):

$$\begin{cases} W_{v,N}^k = e^{j2\pi v \frac{k}{N}} W_N^k = e^{-j2\pi \frac{k}{N}(1-v)}, \\ W_{v,N}^{k+\frac{N}{2}} = e^{-j2\pi \frac{k+\frac{N}{2}}{N}(1-v)} = -W_{v,N}^k \cdot e^{j\pi v}, \end{cases}$$

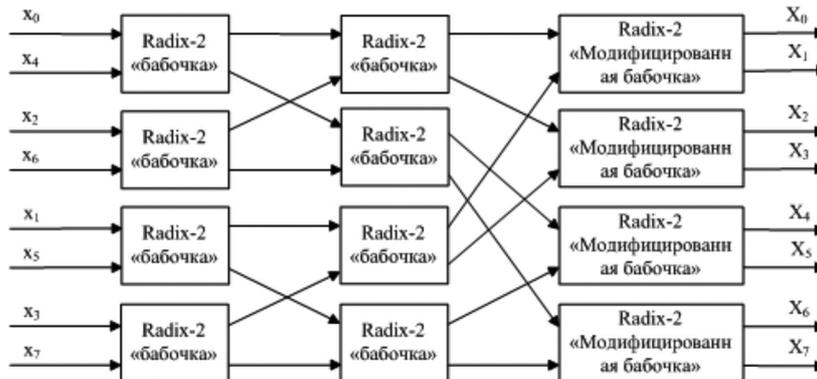


Рис. 1. Структура 8-го точечного БПФ на основании временного прореживания Radix-2 «бабочка»

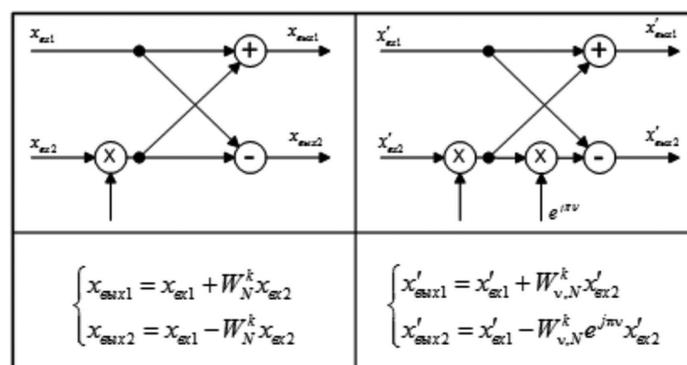


Рис 2. Граф вычисления операции Radix-2 «бабочка» (левый) и модифицированной операции «бабочка» (правый)

Таблица 1. Ресурсы семейства устройств Cyclone IV E

| Устройство | Логический элемент (ЛЭ) | Встроенная память (кбит) | Встроенные умножители (18*18) |
|------------|-------------------------|--------------------------|-------------------------------|
| EP4CE6 | 6272 | 270 | 15 |
| EP4CE10 | 10320 | 414 | 23 |
| EP4CE15 | 15408 | 504 | 56 |
| EP4CE22 | 22320 | 594 | 66 |
| EP4CE30 | 28848 | 594 | 66 |
| EP4CE40 | 39600 | 1134 | 116 |
| EP4CE55 | 55856 | 2340 | 154 |
| EP4CE75 | 75408 | 2745 | 200 |
| EP4CE115 | 114480 | 3888 | 266 |

Таблица 2. Ресурсы семейства устройств Cyclone IV GX

| Устройство | Логический элемент (ЛЭ) | Встроенная память (кбит) | Встроенные умножители (18*18) |
|------------|-------------------------|--------------------------|-------------------------------|
| EP4CGX15 | 14400 | 540 | 0 |
| EP4CGX22 | 21280 | 756 | 40 |
| EP4CGX30 | 29440 | 1080 | 80 |
| EP4CGX50 | 49888 | 2502 | 140 |
| EP4CGX75 | 73920 | 4158 | 198 |
| EP4CGX110 | 109424 | 5490 | 280 |
| EP4CGX150 | 149760 | 6480 | 360 |

Архитектура алгоритма БПФ на ПЛИС типа FPGA

Реализация БПФ на ПЛИС типа FPGA может выполняться на базе параллельной либо последовательной архитектуры, выбор которой зависит от конкретного приложения и ресурсов используемого чипа. Параллельная архитектура обеспечивает более высокое быстродействие, но при этом требуется большая логическая область. С другой стороны, последовательная архитектура часто используется в общих приложениях. При параллельной реализации на каждом этапе алгоритма МБПФ параллельно вычисляют операцию «бабочка». Этапы при этом обрабатываются последовательно и промежуточные значения хранятся в интегрированном оперативном запоминающем устройстве (ОЗУ) [20]. Однако такая реализация параллельной архитектуры требует большого количества встроенных умножителей и объема ОЗУ. Ресурсы семейства устройств Altera Cyclone IV [25] представлены в табл. 1 и табл. 2.

Каждое комплексное умножение эквивалентно 4 действительных умножений, поэтому на каждом этапе вычисления МБПФ кроме заключительного этапа содержится $2N$ операций действительного умножения и $4N$ операций действительного умножения на заключительном этапе. Подробнее вычислительные затраты МБПФ НПИ проанализированы в [26]. В FPGA умножение обычно реализуется с помощью встроенных умножителей в блоке ЦОС (DSP). Количество встроенных умножителей ограничено поэтому необходимо эффективно использовать их. Из табл. 1 и табл. 2 видно, что при $N > 256$ полная параллельная реализация данного модифицированного алгоритма БПФ не может быть выполнена на семействе Altera Cyclone IV.

С целью проверки возможности реализации МБПФ НПИ на ПЛИС FPGA использована последовательная архитектура алгоритма БПФ. Последовательная реали-

зация алгоритма БПФ требует только один блок radix-2 «бабочка». Такой блок используется для каждого коэффициента вращения, что позволяет преодолеть недостаточное количество логических вентилях и встроенных умножителей. Результаты промежуточных вычислений блока radix-2 сохраняются в ОЗУ, количество циклов повторения вычислений для N отсчетов равно $N \log_2(N) / 2$. Каждый цикл включает 2 такта для загрузки данных в блок «бабочка», поэтому результат будет получен за $N \log_2(N)$ тактов. Хотя при последовательной обработке требуется меньшая логическая область, скорость обработки данных оказывается значительно ниже, чем параллельной реализации. На рис. 3 представлена последовательная архитектура БПФ, которая может использоваться для его реализации на плате Cyclone IV EP4CE6.

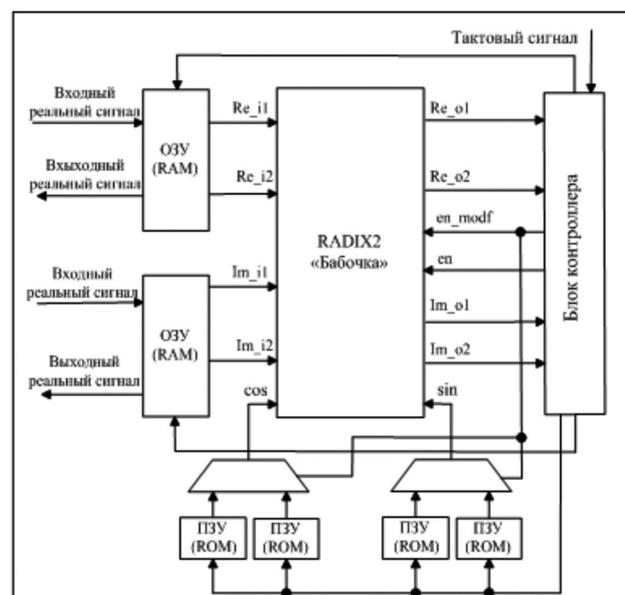


Рис. 3. Параллельная архитектура алгоритма БПФ

Таблица 3. Нормированные модифицированные коэффициенты вращения для разных коэффициентов

| k | $W_{v,N}^k$ | 10-бит | 12-бит | 14-бит | 16-бит |
|-----|----------------|---------|----------|------------|-------------|
| 0 | 1+0j | 256+0j | 1024+0j | 4096+0j | 16384+0j |
| 1 | 1-0,0049j | 256-1j | 1024-5j | 4096-20j | 16384-80j |
| 2 | 1-0,0098j | 256-3j | 1024-10j | 4096-40j | 16383-161j |
| 3 | 0,9999-0,0147j | 256-4j | 1024-15j | 4096-60j | 16382-241j |
| 4 | 0,9998-0,0196j | 256-5j | 1024-20j | 4095-80j | 16381-322j |
| 5 | 0,9997-0,0245j | 256-6j | 1024-25j | 4095-101j | 16379-402j |
| 507 | 0,3207-0,9472j | 82-22j | 328-969j | 1313-3879j | 5253-15519j |
| 508 | 0,3183-0,9480j | 81-242j | 325-970j | 1303-3882j | 5215-15532j |
| 509 | 0,3160-0,9488j | 80-242j | 323-971j | 1294-3886j | 5177-15544j |
| 510 | 0,3137-0,9495j | 80-243j | 321-972j | 1284-3889j | 5139-15557j |
| 511 | 0,3114-0,9503j | 79-243j | 318-973j | 1275-3892j | 5101-15570j |

В зависимости от этапа вычисления БПФ следует применить обычное вычисление или модифицированное вычисление в блоке «бабочка». Также в каждом цикле вычисления необходимо выполнять 2 операции комплексного умножения. Поэтому для обеспечения параллельного вычисления в блоке «бабочка» необходимо использовать 2 подблока комплексного умножения и блок суммирования.

Блок ОЗУ предназначен для загрузки исходных данных, а также сохранения промежуточных значений блока «бабочка» и выгрузки данных. Блоки постоянного запоминающего устройства (ПЗУ) сохраняют коэффициенты вращения W_N^k и модифицированных коэффициентов вращения $W_{v,N}^k$ и передают эти коэффициенты через мультиплексор в блок «бабочка» в соответствии с этапом вычисления.

Блок контроллера генерирует адреса, чтобы передавать данные с блоков ОЗУ и блоков ПЗУ в блок «бабочка» и обратно. Промежуточный результат вычислений с блока «бабочка» передается в блок контроллера и обратно вместе с адресами для синхронизированной записи в блоках ОЗУ. Процессы чтения и записи данных осуществляются одновременно с использованием двухпортового ОЗУ. Блок контроллера управляет чтением данных с блоков ПЗУ и выбором коэффициентов вращения и модифицированного коэффициента вращения в соответствии вычислениями в блоке «бабочка». Также блок контроллера генерирует сигналы для старта и стопа вычислений, необходимые при выгрузке результатов.

Для того чтобы быстро вычислять умножение необходимо заранее рассчитывать константы коэффициентов вращения и хранить их в ПЗУ. При выполнении операций с дробными числами в реальном времени предлагается использование арифметики с фиксированной запятой, что уменьшит требования к оборудованию и времени обработки. При этом коэффициенты вращения необходимо нормализовать, а нормированные значения любых двух соседних точек должны быть различимы, что позволит определить необходимое количество битов для представления чисел с фиксированной запятой [21]. Использование различных способов нормирования коэффициентов для нормализации приведет к различным ошибкам округления. На табл. 3 для примера представлены первые и последние 5 нормированных коэф-

фициентов вращения со степенью вобуляции $v = 0,2$ для 1024-го точечного алгоритма МБПФ. В зависимости от требования точности округления можно выбрать нормированный коэффициент, что рассмотрено ниже при анализе результатов.

Реализация алгоритма БПФ на плате Altera Cyclone IV

Для реализации алгоритма МБПФ на конкретной ПЛИС необходимо определить требуемые ресурсы для использования: встроенных умножителей, сумматоров блока «бабочка», регистров, логических элементов, а также объем памяти для хранения промежуточных значений и коэффициентов вращения.

Реализация 1024-го точечного МБПФ выполняется в 10 этапов. Необходим также дополнительный предварительный этап загрузки комплексных входных данных в блоки ОЗУ в соответствии с инверсным битом адреса и этап выгрузки выходных данных из ОЗУ. Вычисления выполняются в блоке «бабочка» (RADIX2), структура которого представлена на рис. 4. Входные сигналы блока RADIX2 включают: комплексные отсчеты НПИ и коэффициенты вращения, а также управляющий сигнал (en_modf) для выбора выхода блока и управляющий сигнал (en) для синхронизации вычислений.

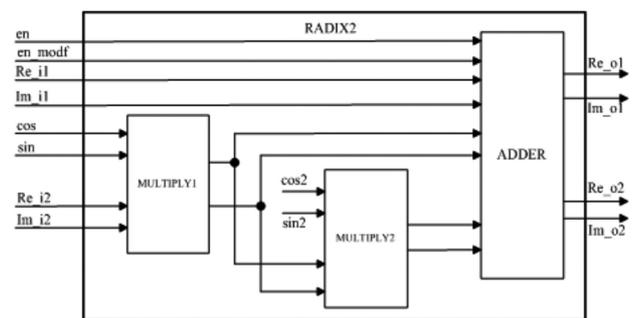


Рис. 4. Структура блока RADIX2 «бабочка»

В отличие от обычного блока «бабочка» используемый в МБПФ блок RADIX2 имеет два блока комплексного умножения и один блок суммирования. Входные сигналы блока RADIX2 с блоков двухпортового ОЗУ поступают в первый блок комплексного умножения (MULTIPLY1), где происходит перемножение входного сигнала с основными коэффициентами вращения. Выходные сигналы блока MULTIPLY1 поступают в блок суммирования (ADDER) и во второй блок комплексного

умножения (MULTIPLY2), в котором вычисляется произведение с дополнительным коэффициентом вращения. Дополнительный множитель $e^{j\pi v}$ поступает во второй блок комплексного умножения, который неизменен для всех циклов и предварительно назначен в блоке RADIX2. Все результаты произведений поступают в блок ADDER для суммирования (и вычитания) и выбора выходного сигнала блока. Структура блоков комплексного умножения одинакова. Она содержит 4 встроенных умножителя, 2 сумматора и 2 делителя, выполняемых оператором сдвига и представлена на рис. 5.

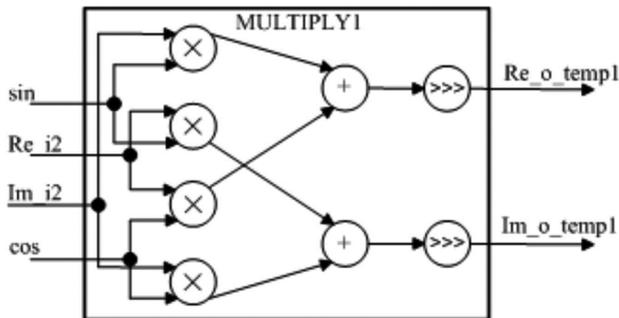


Рис. 5. Структура блока комплексного умножения

Структура блока суммирования (вычитания) изображена на рис. 6, который состоит из 6 сумматоров, 2 мультиплексора и 4 защелки. Выходные сигналы блоков комплексного умножения и выходные сигналы блока ОЗУ поступают в блок суммирования ADDER, в котором выполняются вычисления согласно формулам на рис. 2. Выходные сигналы определяются мультиплексорами в зависимости от этапа вычисления алгоритма БПФ. Также выходные сигналы считываются с учетом синхронизации с помощью защелок.

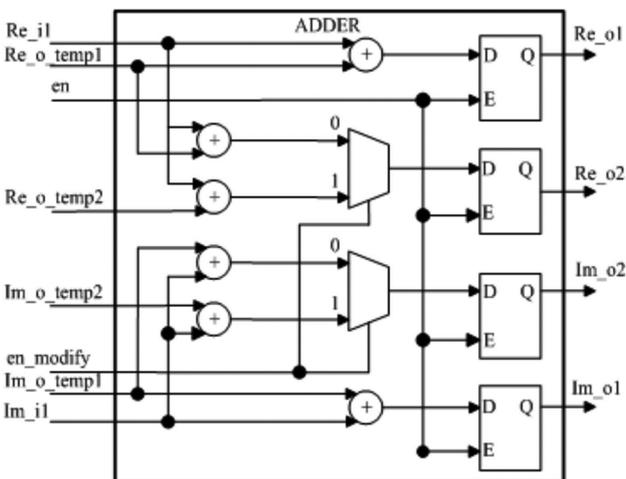


Рис. 6. Структура блока суммирования (вычитания)

Результат синтезирования и проектирования

В этом разделе представлены логические ресурсы, используемые в FPGA для реализации БПФ, а также результаты испытаний предлагаемого модифицированного алгоритма БПФ для обработки НПИ. Язык Verilog HDL использован для описания данного алгоритма, моделирования алгоритмов с помощью программного обеспечения Modelsim и программирования алгоритмов для аппаратно-программной реализации на плате платы с помощью программного обеспечения Quartus Prime

19.1 Little edition. В качестве чипа FPGA использован Cyclone IV EP4CE6 с тактовой частотой 50 МГц (рис. 7). Этот чип в семействе Cyclone IV E не обеспечивает полностью параллельной реализации, но подходит для проверки работоспособности алгоритма МБПФ на плате FPGA. Полученный результат из FPGA сравнивается с результатом вычисления в пакете MATLAB.

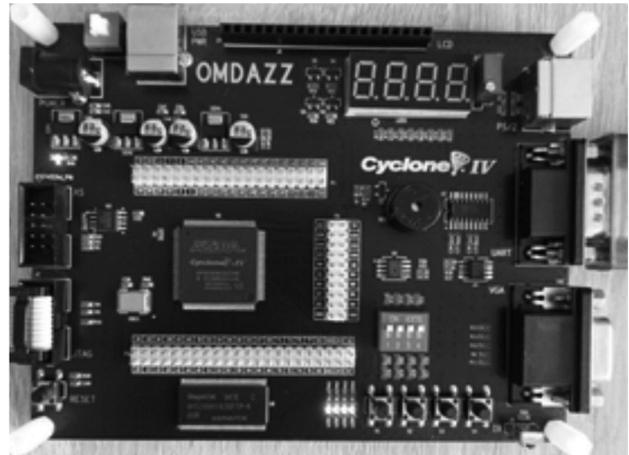


Рис. 7. Плата FPGA на базе микросхемы чипа Altera Cyclone IV EP4CE6

В качестве тестирования использовалась арифметика с фиксированной запятой для представления сигналов и коэффициентов вращения. Сигналы представлены 24 битами со знаком, в том числе 8 битов использованы для дробной части и 15 битов для целой части, 1 бит - для знака. Коэффициенты вращения нормированы на 16 битов (со знаком). В табл.4 представлены ресурсы при реализации алгоритма МБПФ обработки НПИ при разном количестве отсчетов, а в табл. 5 представлено времени обработки.

Таблица 4. Ресурсы для реализации алгоритма МБПФ

| N | Логический элемент (ЛЭ) | | Встроенная память (кбит) | | Встроенные умножители (18*18) | |
|------|-------------------------|---------|--------------------------|---------|-------------------------------|---------|
| | Число | Процент | Число | Процент | Число | Процент |
| 128 | 1440 | 22,96% | 6144 | 2,22% | 15 | 100% |
| 256 | 1717 | 27,38% | 12288 | 4,44% | 15 | 100% |
| 512 | 2186 | 34,85% | 24576 | 8,88% | 15 | 100% |
| 1024 | 3093 | 49,31% | 49152 | 17,78% | 15 | 100% |

Таблица 5. Время обработки алгоритма МБПФ с тактовой частотой 50 МГц

| N | 128 | 256 | 512 | 1024 |
|--------|------|-----|------|-------|
| t, мкс | 17,9 | 41 | 92,2 | 204,8 |

Из табл. 4 видно, что с увеличением количества отсчетов требуется больший объем памяти для хранения сигналов и большее количество ЛЭ для хранения постоянных коэффициентов вращения. Использован только один блок RADIX2 при обработке, поэтому количество требуемых встроенных умножителей не изменяется. Табл. 5 показывает, что время обработки увеличивается с увеличением количества отсчетов в соответствии с логарифмической зависимостью $t = N \log_2(N) / f$.

На табл. 6 представлены результаты вычисления первых 10 отсчетов из FPGA и результаты вычисления в пакете MATLAB при реализации 1024-го точечного алгоритма МБПФ. Степень вобуляции периода повторения импульсов сигнала $v = 0, 2$. В качестве входного сигнала

использована аддитивная смесь сигнала и белого гауссовского шума с отношением сигнал-шум 15 дБ.

Таблица 6. Результаты вычисления МБПФ из MATLAB и FPGA

| n | MATLAB | FPGA |
|---|----------------|----------------|
| 0 | 1314-j1764 | 1314-j1764 |
| 1 | 505,46-j849,43 | 504,69-j849,72 |
| 2 | 348,33-j643,06 | 348-j643,20 |
| 3 | 233,09-j411,09 | 232,52-j410,99 |
| 4 | 328,45-j268,33 | 328,25-j268,43 |
| 5 | 171-j354,30 | 170,73-j354,53 |
| 6 | 189,47-j133,70 | 189,13-j133,69 |
| 7 | 197,39-j147 | 197,05-j147,04 |
| 8 | 111,32-j92,29 | 111,23-j92,33 |
| 9 | 224,09-j126,32 | 223,91-j126,49 |

На рис. 8 показаны ошибки (отклонения) результатов вычисления из FPGA и результатов вычислений из MATLAB, где Δ_{Re} и Δ_{Im} соответствуют отклонениям

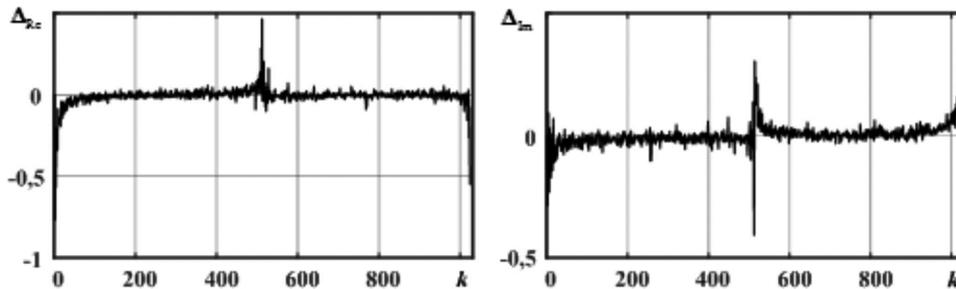


Рис. 8. Ошибки (отклонения) результатов вычисления из FPGA и результатов вычислений из MATLAB

действительных и мнимых результатов вычисления, k -номера отсчетов. Можно видеть, что различия отклонений между результатами FPGA и MATLAB очень малы по сравнению с результатом вычисления. Эти ошибки возникают в процессе округления коэффициентов вращения, а также битовом переполнении дробной части числа с фиксированной запятой.

Для уменьшения этих ошибок предлагается нормирование коэффициентов вращения в сторону повышения двоичного порядка (сдвигом влево), а также расширение диапазона представления чисел с фиксированной запятой. В табл. 7 представлены среднеквадратические ошибки (СКО) результатов вычисления МБПФ из FPGA и отношение сигнал-шум квантования при разных нормированных коэффициентов, где σ_{Re} , σ_{Im} соответствуют СКО по всем отсчетам действительной и мнимой части и $E_c / (\sigma_{Re}^2 + \sigma_{Im}^2)$ – отношение сигнал-шум квантования. Чем больше нормированный коэффициент вращения, тем меньше СКО по всем отсчетам, но при этом необходимо использовать большие ресурсы для обработки.

На рис. 9. показаны амплитуды отсчетов A_{mod} , полученные из FPGA с учетом вобуляцией периода повто-

Таблица 7. СКО по всем отсчетам и отношения сигнал-шум квантования

| $W_{v,N}^k, W_N^k$ | 6-бит | 10-бит | 12-бит | 14-бит | 16-бит |
|--|-------|--------|--------|--------|--------|
| σ_{Re} | 22,48 | 3,33 | 0,92 | 0,22 | 0,05 |
| σ_{Im} | 12,58 | 6,59 | 1,68 | 0,33 | 0,04 |
| $E_c / (\sigma_{Re}^2 + \sigma_{Im}^2)$, дБ | 28,46 | 39,31 | 51,02 | 64,67 | 79,79 |

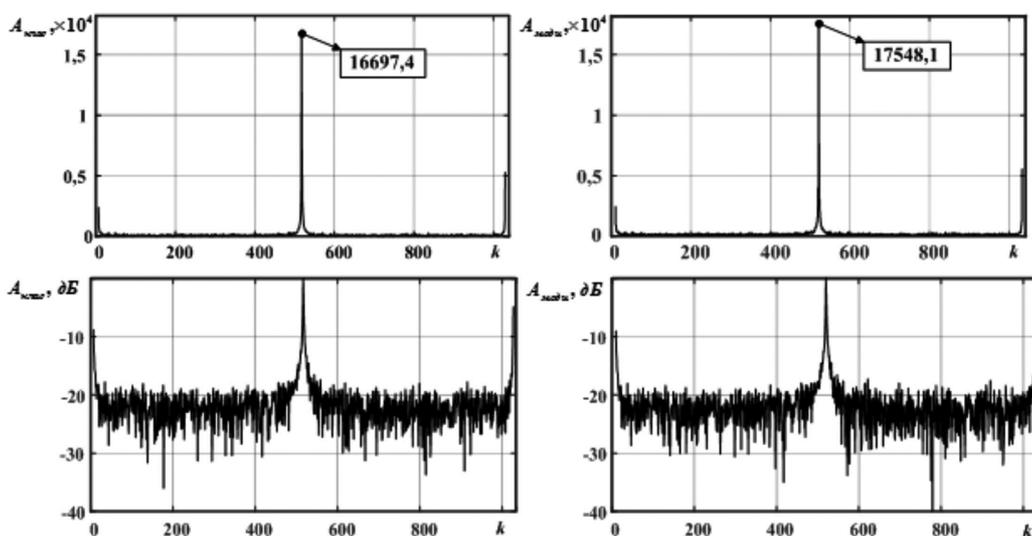


Рис. 9. Амплитуда отсчетов из FPGA по классическому алгоритму (левые) и модифицированному алгоритму БПФ (правые)

рения импульсов и амплитуды отсчетов $A_{\text{клас}}$, вычисленные с использованием классического алгоритма БПФ (1).

Из рис. 9 видно, что применение модифицированного алгоритма повышает амплитуду пика на 5 %, в случае $\nu = 0,2$ для номера частотного отсчета сигнала, равного 511. Это улучшение еще более возрастает при увеличении степени вобуляции периода [13-14], что позволяет увеличить отношение сигнал-шум на выходе МБПФ. Возрастание амплитуды частотного отсчета эквивалентно в радиолокации увеличению дальности обнаружения приблизительно на 2,5 %.

Заключение

В работе рассмотрена архитектура реализации алгоритма МБПФ для обработки НПИ в ПЛИС типа FPGA. Данная архитектура не обеспечивает высокого быстродействия, но требует очень малый ресурс чипа. Результат тестирования показал, что отношение сигнал-шум квантования увеличивается с увеличением нормированного коэффициента вращения, что при нормировании на 16 бит эквивалентно значению ~79 дБ. Полученный результат согласуется с теоретическим и подтверждает, что при обработке НПИ на фоне белого гауссовского шума применение алгоритма МБПФ превосходит классический алгоритм БПФ, т.к. амплитуда когерентно накопленного сигнала увеличивается на 5 %. Данный результат имеет большой смысл при проектировании реального процессора в радиотехнических приложениях, использующих НПИ, а также для дальнейшего исследования оптимизации времени обработки НПИ с алгоритмом МБПФ на ПЛИС типа FPGA.

Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования РФ (FSSN – 2020 – 0003).

Литература

1. Thomas H.W., Abram T.M. Stagger period selection for moving-target radar. Proc. IEEE. 1976, vol. 123, no. 3, pp. 195-199. DOI: 10.1049/piee.1976.0045.
2. Профатилова Г.А., Соловьев Г.Н., Ефремов В.С., Соловьев А.Г. Повышение эффективности систем селекции движущихся тел в рлс управления воздушным движением. Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. «Приборостроение». 2012. № 3. С. 87-92.
3. Справочник по радиолокации / Под ред. М.И. Сколника. Пер. с англ. под общей ред. В.С. Вербы. В 2 книгах. Книга 1. Москва: Техносфера, 2014. 672 с.
4. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. М.: Радиотехника, 2015. 437 с.
5. Богатов А.Д., Костров В.В., Терсин В.В. Корреляционно-фильтровое обнаружение и измерение доплеровского смещения частоты неэквидистантной последовательности фазокодированных сигналов. Методы и устройства передачи и обработки информации. 2008. № 10. С. 136-143.
6. Жиганов С.Н. Частотные свойства устройств череспериодной компенсации при обработке неэквидистантных последовательностей импульсов. Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2013. № 10. С. 44-49.
7. Манукьян А.А. Построение двумерных радиоизображений объектов по неэквидистантным частотно-временным по-

следовательностям импульсов. Радиотехника и электроника. 2015. Т. 60. № 3. С. 282-296.

8. Кошелев В.И. Параметры многоканального обнаружителя доплеровских сигналов. Вестник РГРТА. 1997. № 6. С. 32.

9. Кошелев В.И. Параметры многоканального обнаружителя доплеровских сигналов (статья). Вестник РГРТА. Рязань. 2001. № 8. С. 18-20.

10. Кошелев В.И., Белокуров В.А. Выбор числа каналов обнаружителя маневрирующей цели. Вестник РГРТУ 2006. № 18. С. 26-28.

11. Попов Д.И. Обработка неэквидистантных сигналов на фоне пассивных помех. Вестник РГРТУ. 2022. № 80. С. 24-31.

12. Кошелев В.И. Когерентная фильтрация неэквидистантных последовательностей импульсов в системах первичной обработки радиолокационных систем. Успехи современной радиоэлектроники. 2014. № 10. С. 16-22.

13. Кошелев В.И., Чинь Н.Х. Эффективность многоканальной доплеровской фильтрации неэквидистантных последовательностей импульсов. Цифровая обработка сигналов. 2023. № 2. С. 3-8.

14. Кошелев В.И., Чинь Н.Х. Оптимизация алгоритма весовой обработки в многоканальной доплеровской фильтрации. Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27. № 2. С. 93-104. <https://doi.org/10.32603/1993-8985-2024-27-2-93-104>.

15. Букварев Е.А., Рябков А.П. Оптимизация многоканального когерентного накопителя пачки импульсов при вобуляции периода зондирования. Труды НГТУ им. Р.Е. Алексеева. 2012. № 2 (95). С. 31-40.

16. Кошелев В.И., Чинь Н.Х. Алгоритм быстрого преобразования Фурье неэквидистантных последовательностей импульсов. Вестник РГРТУ. 2023. № 85. С. 3-13.

17. Uzun I.S., Bouridane A.A.A. FPGA implementations of fast fourier transforms for real-time signal and image processing. Proceedings. 2003 IEEE International Conference on Field-Programmable Technology (FPT) (IEEE Cat. No.03EX798), Tokyo, Japan, 2003, pp. 102-109, DOI: 10.1109/FPT.2003.1275737.

18. Черемисин А.Г. Оценка эффективности применения ПЛИС и процессоров DSP для задач цифровой обработки сигналов. Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2006. № 32. С. 44-47.

19. Башкиров А.В., Муратов А.В. Преимущество параллельных алгоритмов цифровой обработки сигналов над последовательными алгоритмами при реализации на ПЛИС. Вестник ВГТУ. 2012. Т. 8. № 1. С. 89-92.

20. Карпов С. Математические блоки в радиационностойких ПЛИС Actel. ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ. 2009. № 1. С. 36-40.

21. Polat. G.; Ozturk. S.; Yakut. M. Design and Implementation of 256-Point Radix-4 100 Gbit/s FFT Algorithm into FPGA for High-Speed Applications. ETRI J. 2015, no. 37, pp. 667-676.

22. Иванова Н.Н., Галанина Н.А., Моисеев Д.В. Особенности реализации алгоритма БПФ на плис типа FPGA. Вестник Чувашского университета. 2018. № 3. С. 182-191.

23. Nash. J.G. Distributed-Memory-Based FFT Architecture and FPGA Implementations. Electronics. 2018. No. 7, 116. <https://doi.org/10.3390/electronics7070116>.

24. Neo. J., Jung. Y., Lee. S., Jung. Y. FPGA Implementation of an Efficient FFT Processor for FMCW Radar Signal Processing. Sensors 2021. No. 21, 6443. <https://doi.org/10.3390/s21196443>

25. Datasheet, Cyclone IV Device Handbook, vol. 1. Altera. 2013.

26. Кошелев В.И., Чинь Н.Х. Оценка вычислительных затрат алгоритмов БПФ неэквидистантной последовательности отсчетов. VII Международный научно-технический форум СТНО-2024. Сборник трудов. Т. 1. С. 30-35.

АНАЛИЗ СИГНАЛОВ ЛАЗЕРНЫХ ГИРОСКОПОВ ДЛЯ АВТОПИЛОТИРОВАНИЯ МАНЕВРИРУЮЩИХ ОБЪЕКТОВ

*Андреев В.Г., д.т.н., доцент, профессор кафедры РТС РГРТУ, e-mail: andrejev.v.g@rsreu.ru
Жирков Е.А., аспирант кафедры РТС РГРТУ, e-mail: jirckow.evgeny2013@yandex.ru*

LASER GYROSCOPE SIGNALS ANALYSIS FOR AUTOPILOTING MANEUVERING OBJECTS

Andrejev V.G., Zhirkov E.A.

We have performed analysis of laser fiber-optic gyroscope signals for the propose of disorder detection in this paper. Three methods based on periodogram, correlation and spectrum of eigenvalues estimation are considered. The maximum probability of correct detection ensuring and the minimum response time of navigation system to disorder are criteria of our analysis. The detection characteristics of each method are given. Conclusion is made about the efficiency (correct detection probability and navigation system response time) of known and proposed approaches to disorder moment detection.

Key words: autocorrelation matrix, radio engineering, disorder, eigenvalues, spectrum, DSP.

Ключевые слова: корреляционная матрица, радиотехника, разладка, собственные числа, спектр, цифровая обработка сигналов.

Введение

В последние годы использование беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) существенно возросло. Современные волоконно-оптические гироскопы не слишком дороги в производстве и неприхотливы в обслуживании [1], что делает возможным установку данных навигационных систем на дронах. Однако при этом целесообразно, не усложняя конструкцию гироскопа, повысить эффективность его использования программным путём [2]. Отметим, что наряду с методами цифровой обработки, использующими дискретное преобразование Фурье, весьма перспективны алгоритмы на базе иных ортогональных преобразований.

Данное исследование посвящено анализу эффективности метода, основанного на работе со спектром собственных чисел, по сравнению с традиционными методами обработки при помощи быстрого преобразования (БПФ). Задача обнаружения начала манёвра важна потому, что при его отсутствии шумовые сигналы с гироскопических систем, обладающих невысокой точностью, поступают на органы управления подвижного объекта. На практике используют адаптивную систему борьбы с шумами, подразумевающую резкое расширение полосы пропускания низкочастотного фильтра при начале манёвра и сужение полосы при его отсутствии. Подобный гибкий подход к параметрам фильтрации сигналов с выхода гироскопических систем даёт возможность снизить излишние нагрузки на систему управления летательного аппарата, сохраняя её достаточную динамику.

Постановка задачи

Исследуемый сигнал на выходе волоконно-оптического гироскопа представляет собой коррелированный процесс, причём манёвр (изменение углового

Проведён анализ сигналов лазерных волоконно-оптических гироскопов на предмет наличия в них разладки. Рассмотрено три метода, основанных на оценивании: периодограммного спектра, корреляционного анализа и спектра собственных чисел. Проведён анализ данных методов по двум критериям: обеспечение максимальной вероятности правильного обнаружения и минимального времени реакции навигационной системы на появление разладки. Приведены характеристики обнаружения каждого метода. Сделан вывод об эффективности (по вероятности правильного обнаружения и времени реакции навигационной системы на появление аномалии) известных и предлагаемых подходов к обнаружению момента разладки.

положения) порождает линейный тренд, являющийся признаком начала манёвра, параметры которого необходимы системе навигации (автопилоту) для адекватного управления летательным аппаратом. Вместе с тем, при отсутствии манёвра случайные флуктуации сигнала на выходе гироскопической системы порождают ложные стохастические реакции автопилота, которые осложняют задачу управления. Поиск момента начала манёвра сводится к анализу случайного процесса $x(t)$ на наличие в нём разладки, т.е. явления, заключающегося в потере стационарных свойств наблюдаемого процесса.

Алгоритмы поиска разладки бывают различными [3, 4]. В данной работе исследованы два из них. Все они основаны на обработке данных в скользящем окне размера M . Первый алгоритм основан на прямом преобразовании Фурье исходной выборки (метод периодограмм) и последующих манипуляциях со спектральными отсчётами. Вторым, предлагаемым, методом основан на работе со спектром собственных значений оценки корреляционной матрицы \mathbf{R} наблюдаемого процесса $x(t)$. Динамика данного спектра обусловлена степенью коррелированности наблюдаемого процесса $x(t)$ [5].

Формализация задачи

Пусть имеется выборка $x = [x_n]T$, $n = 0, 1, \dots, N-1$ объёма N , представляющая собой серию наблюдений

случайного процесса $x(t) = \delta s(t) + n(t)$, где $s(t)$ – манёвр; δ – число, такое, что $\delta = 0$, если манёвра нет, и $\delta = 1$, если манёвр имеет место; $n(t)$ – в общем случае случайный нестационарный шумовой процесс. Процесс $x(t)$ (см. рис. 1) является нестационарным, так как наличие манёвра изменяет общую статистику процесса, порождая заметные отклонения во времени таких параметров, как математическое ожидание и дисперсия [6]. Полагая, что выборка x представляет собой нормальную совокупность, модель реального процесса $x(t)$ можно описать следующим образом:

$$x(t) = \begin{bmatrix} x_0(t) \\ \Delta x(t) \\ x_1(t) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где $x\delta(t)$, $\delta = 0, 1$ – условно стационарные (и эргодические) участки, соответствующие установившимся показаниям гироскопа при отсутствии и проведении манёвра соответственно; $\Delta x(t)$ – переходная зона, являющаяся условно стационарным (и не обязательно эргодическим) процессом с монотонным трендом, близким к линейному. В дальнейшем изложении будем считать, что случайная величина, представляющая собой сигнал с выхода гироскопа, имеет гауссовский закон распределения. В более ранних работах [7] было сделано именно такое предположение. Значительное отклонение среднего значения показаний от нуля свидетельствует о совершении манёвра летательным аппаратом.

Переведённый в цифровую форму процесс $x(t)$ подвергается обработке в скользящем окне установленного размера M . Для обеспечения необходимой динамики данное окно не должно охватывать манёвр целиком. Выборка x_{cut} , имеющая объём q отсчётов, подвергается обработке в соответствии с одним из алгоритмов $A\{\bullet\}$, являющихся функциональными преобразованиями. Их результат сравнивается с порогом y_{tr} . Формально, процедура обработки может быть записана следующим образом:

$$y_k = A\{x_{cut}^{(k)}\} \leq y_{tr}, \quad (2)$$

где: y_k , $k = 0, 1, 2, \dots, N-M-1$ – результат применения алгоритма $A\{\bullet\}$ к текущему вектору $x_{cut}^{(k)}$ входных данных; $x_{cut}^{(k)}$ – текущий вектор (ограниченная окном размера q последовательность) входных данных x на k -м шаге; y_{tr} (от англ. threshold) – порог обнаружения манёвра, выбираемый в соответствии с заданной вероятностью F его ложного обнаружения.

Математическое решение

Несмотря на общность принципа поиска разладки, каждая рассмотренная далее процедура обнаружения

индивидуальна в плане предпочтения того или иного алгоритма работы с выборкой x_{cut} . Рассмотрим три алгоритма $A\{\bullet\}$.

I Метод периодограмм

При использовании сырых периодограмм преобразование осуществляется в два этапа:

1) сначала вычисляется дискретный энергетический спектр (ЭС) s от выборки x_{cut} : $s = \text{diag}(F x_{cut})(F x_{cut})^*$, где $\text{diag}(\bullet)$ – оператор диагонализации, $F = \{F_m, n\} = \{\exp(-2\pi i m l / L)\}$ – матрица дискретного преобразования Фурье, L – число спектральных отсчётов, i – мнимая единица, $*$ – знак комплексного сопряжения, $l = 0, 1, \dots, L-1, m = 0, 1, \dots, M-1$;

2) затем находится отношение величины s_{max} максимального спектрального отсчёта к средней величине s_{cp} отсчётов за вычетом максимального s_{max} :

$$\frac{s_{max}}{s_{cp}} = \frac{s_{max}}{\frac{1}{M-1} \left(\sum_{j=0}^{M-1} s_j - s_{max} \right)} = \frac{(M-1)s_{max}}{\sum_{j=0}^{M-1} s_j - s_{max}}. \quad (3)$$

Результат данного отношения и будет искомой величиной y из выражения (2). Индекс k , соответствующий номеру шага скользящего окна и являющийся временной привязкой, в данном случае опускается для упрощения формулы (2). Предполагается, что выполнение всех этапов данного алгоритма выполняется за один шаг скользящего окна.

Таким образом, применение периодограммного алгоритма $A1\{\bullet\}$ к выборке x_{cut} сводится к последовательному выполнению двух этапов: нахождение дискретного ЭС и последующей манипуляции (3) со спектральными отсчётами s_j .

II Метод суммирования коэффициентов автокорреляционной последовательности

Следующим является алгоритм весового суммирования модулей коэффициентов автокорреляционной последовательности (АКП) r , вычисленной по исходной выборке x_{cut} . Данный алгоритм $A2\{\bullet\}$ также, как и в первом случае (методе периодограмм), последовательно выполняется в два этапа:

1) производится расчёт АКП [8] по выборке x_{cut} , ограниченной скользящим окном размера M ;

2) модули коэффициентов АКП взвешиваются весовым вектором w и после этого суммируются.

Тогда, искомая величина y из (2) представляет собой сумму взвешенных модулей коэффициентов автокорреляции:

$$y = w^T \tilde{r},$$

где \tilde{r} – вектор модулей коэффициентов автокорреляции, T – знак транспонирования.

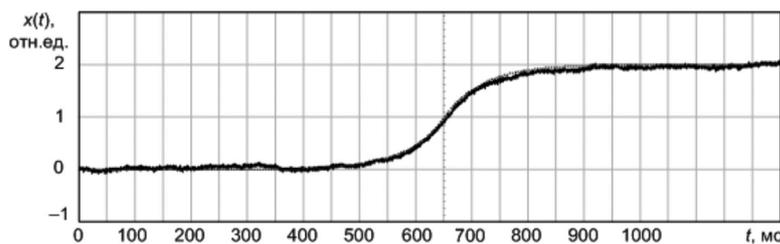
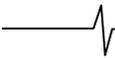


Рис. 1. Модель анализируемого манёвра



Оба вышеизложенных метода поиска момента разладки (манёвра) хорошо изучены [3, 4]. Наиболее эффективным на сегодняшний момент является первый из выше рассмотренных методов, так как периодограммный анализ позволяет более оперативно реагировать на изменение показаний гироскопа [9]. Однако для сырых периодограмм характерно наличие большого числа ложных выбросов [8], что для стабилизации вероятности F ложного обнаружения манёвра требует дополнительной низкочастотной фильтрации, ухудшающей чувствительность алгоритма. Отметим, что оперативность (или быстродействие) системы связана с аппаратными и программными ресурсами вычислительного модуля, в то время как точность определяется ошибкой – отклонением $|\theta - \theta_{\text{оц}}|$ оценки $\theta_{\text{оц}}$ момента разладки от её истинного значения θ .

III Анализ спектра собственных значений

Для достижения более высокой точности был предложен метод поиска момента θ разладки посредством анализа динамики спектра собственных чисел корреляционной матрицы \mathbf{R} [5]. Подобный алгоритм имеет бóльшую вычислительную сложность и его эффективность зависит от возможностей аппаратной и программной реализации на борту летательного аппарата. Заметим, современные вычислительные средства наращивают свою производительность, что даёт возможность практической реализации данного метода в приемлемых временных рамках.

Последовательность математических операций алгоритма $A3\{\bullet\}$, реализующего решающее правило (2) для предлагаемого метода анализа собственных значений представлена ниже:

- 1) вычисление АКП \mathbf{r} , аналогично шагу 1) для метода II;
- 2) получение оценки теплицевой автокорреляционной матрицы \mathbf{R} ;
- 3) нахождение максимального λ_{\max} и минимального λ_{\min} собственных чисел матрицы \mathbf{R} .

Результатом работы алгоритма $A3\{\bullet\}$ является нахождение собственных чисел λ_{\max} или λ_{\min} . При манёвре показания гироскопа, соответствующие угловой скорости летательного аппарата, смещаются от нулевого значения, что приводит к изменению степени автокорреляции процесса. Это, в свою очередь, влияет на величину собственных чисел автокорреляционной матрицы \mathbf{R} , расположенных в подпространстве условного сигнала [5]. Таким образом, малое возмущение, которое знаменует начало манёвра, может быть обнаружено посредством анализа динамики спектра собственных значений.

Нахождение собственных чисел для матриц большого порядка (10×10) является достаточно трудоёмкой с точки зрения вычислений операцией, поэтому для сокращения времени вычислений до значений, сопоставимых с методами I и II, в методе III для расчёта корреляционной матрицы будут использоваться первые несколько элементов АКП \mathbf{r} и подобная матрица \mathbf{R} будет зваться усечённой.

Важно отметить, что процесс $x(t)$ во всех трёх рассмотренных случаях полагается нецентрированным.

Изначальное смещение при отсутствии манёвра принято нулевым, т.е. $E[x(t)] = 0$ для $x(t) = x_0(t)$ из (1).

Компьютерный эксперимент

Массив данных x , подлежащий обработке, содержит $N = 4900$ дискретных отсчётов наблюдаемого процесса $x(t)$, соответствующего (1). Исходные показания подвергались прохождению через сглаживающий низкочастотный фильтр, представляющий собой последовательное выполнение прямого и обратного преобразования Фурье с удалением высокочастотной части после прямого преобразования. Данный фильтр обладает эффектом нормализации процесса [9].

Выбор порога y_{tr} осуществлялся по критерию Неймана – Пирсона [10] при заданной вероятности F ложного обнаружения, равной в данном эксперименте величине $F = 10^{-3}$.

Параметры модельного манёвра следующие:

- начало переходной зоны $\Delta x(t)$ (манёвра) $t_1 = 2200$;
- продолжительность Δt переходной зоны $\Delta t = 600$;
- отношение сигнал-шум q при манёвре $q = -20 \dots 30$ дБ;
- размер усечённой автокорреляционной матрицы для расчёта собственных чисел равен 3×3 .

Характер фронта манёвра можно описать эмпирической кривой $f(t)$ экспоненциального вида:

$$f(t) = \begin{cases} 0,5 \exp\left(-\frac{|t-t_0|}{\alpha \Delta t}\right), & t < t_0; \\ 1 - 0,5 \exp\left(-\frac{|t-t_0|}{\alpha \Delta t}\right), & t \geq t_0; \end{cases} \quad (4)$$

где t_0 – середина фронта; $\alpha = -[\beta \ln(\gamma)] - 1$ – параметр функции $f(t)$; $\beta = 2$ – показатель протяжённости разладки; $\gamma = 0,01$ – параметр представления функции $f(t)$ в крайних точках $t_1 = t_0 - \Delta t/\beta$ и $t_2 = t_0 + \Delta t/\beta$ манёвра. Дополним область определения функции (4) вне временного отрезка Δt : $f(t < t_1) = 0$ и $f(t > t_2) = 1$.

Целью эксперимента является сравнение предлагаемого метода III с двумя известными подходами I и II к обнаружению разладки. Эффективность алгоритмов обнаружения манёвра оценим по следующему комбинированному критерию:

$$D \rightarrow D_{\max} \text{ при } F = \text{const}, \\ |\theta - \theta_{\text{оц}}| \rightarrow \min. \quad (5)$$

Совокупность условий (5) ориентирована на достоверность и своевременность обнаружения факта разладки (начала манёвра). Обеспечение максимальной вероятности D правильного обнаружения (при фиксированной вероятности F ложной тревоги) является обязательным требованием [10], необходимым для стабильной работы навигационной системы. При этом понятие вероятности D следует дополнить тем, что правильным обнаружением является не просто выявление манёвра, а обнаружение его начала, то есть превышение порога y_{tr} решающей функцией y согласно (2) должно происходить в момент времени, близком к t_1 начала процесса разладки. Условие наискорейшего обнаружения разладки необходимо для повышения оперативности реакции навигационной системы летательного аппарата на маневрирование [4].

Оперативность определяется размером M скользящего окна. В табл. 1 сведены результаты оценки момента разладки, которая началась с 2200-го отсчёта, различными алгоритмами в зависимости от размера M анализируемой статистики x_{cut} , ограниченной скользящим окном. Время реакции навигационной системы на манёвр (разладку) приведена в виде уклонения $t_p = |\theta - \theta_{оц}| - M$ оценки $\theta_{оц}$ от истинного значения параметра $\theta = t_1 = 2200$ с учётом задержки на величину размера M скользящего окна.

Таблица 1

| Алгоритм \ Размер M окна | 10 | 20 | 30 |
|----------------------------|-----|-----|-----|
| I Периодограммы | 510 | 515 | 515 |
| II Сумма коэффициентов АКП | 220 | 180 | 200 |
| III Собственные числа | 230 | 190 | 210 |

Ожидаемым результатом является то, что увеличение объёма выборки x_{cut} посредством расширения скользящего окна положительно сказывается и на достоверности принятия решения о начале манёвра, о чём будет сказано ниже. Однако увеличение размера M скользящего окна противоположным образом сказывается на оперативности обнаружения, снижая эффективность фильтрации сигналов для автопилотирования, кроме того, работа с автокорреляционными матрицами \mathbf{R} размера, большим, чем 10×10 , является в значительной степени трудоёмкой операцией. Это замечание актуально для предлагаемого метода, в котором предполагается поиск собственных чисел матрицы \mathbf{R} .

Отметим, что динамический диапазон d сигнала в скользящем окне увеличивается с увеличением размера M окна, что положительно сказывается на чувствительности обнаружения разладки. Так, например, для приведённого выше случая динамический диапазон d (перепад мгновенных мощностей) при $M = 5$ $d = 0,3$ дБ (при обнаружении разладки), а для $M = 20$; $d = 1,1$ дБ, что даёт возможность оптимизировать величину M длины скользящего окна. Экспериментальная оценка показала, что оптимальный (с точки зрения выполнения условия (5)) размер M окна лежит в диапазоне от 10 до 30 отсчётов для данного примера. Снижение величины M уменьшает объём анализируемой статистики, что негативно сказывается на вероятности D правильного обнаружения момента θ разладки [4]. Дальнейшее же наращивание размера скользящего окна приводит к увеличению времени реакции навигационной системы, что делает её более инертной.

В качестве объективного показателя достоверности определения момента разладки приводятся характеристики обнаружения – зависимости вероятности D пра-

вильного обнаружения от отношения q сигнал-шум на входе обнаружителя [10]:

$$D = F^{\frac{1}{1+\mu q}}, \quad (6)$$

где μ – коэффициент улучшения отношения сигнал-шум. В рассматриваемом случае величина q характеризует отношение энергии сигнала $s(t)$ на выходе гироскопа к интенсивности шумов $n(t)$. Уровень сигнала гироскопа может быть рассчитан исходя из аппроксимирующей функции (4) с соответствующим масштабирующим коэффициентом. Мощность нестационарного шума $n(t)$ рассчитывается, ввиду аддитивного его характера, как сумма дисперсии σ^2 белого шума и дисперсии σ_w^2 винеровского процесса, пропорциональной длине временного интервала (размеру M скользящего окна), на котором этот процесс рассматривается: $\sigma_w^2 \sim M$ [11].

Первый метод требует гораздо (до 20 дБ) большие отношения сигнал-шум на входе, а два других сопоставимы. Приведём для них на рис. 2 характеристики обнаружения разладки.

На рис. 2 приведены эмпирические оценки характеристик обнаружения. Введены следующие цифровые обозначения: график № 1 соответствует методу II (сумма коэффициентов АКП), а график № 2 – методу III (спектр собственных чисел). Из рис. 2 видно, что эмпирические оценки характеристик обнаружения для методов II и III близки. Для высоких вероятностей правильного обнаружения $D > 0,9$ разница составляет единицы децибел. Характеристики, представленные на рис. 1, подтверждают данные табл. 1: метод II обладает незначительно большей чувствительностью, чем метод III. Поэтому для решения конкретной практической задачи среди двух представленных методов следует выбирать наиболее быстродейственный с точки зрения аппаратной и программной реализации. Что же касается метода I, при равных условиях он проигрывает по вероятности D правильного обнаружения двум вышеизложенным подходам, однако обладает, как было упомянуто ранее, наибольшей скоростью вычисления (наименьшими вычислительными затратами) [9].

Если для в методе III вместо усечённой корреляционной матрицы \mathbf{R} использовать для расчётов её полноразмерную версию порядка M , то можно добиться большей чувствительности предлагаемого метода для малых отношений сигнал-шум, что демонстрируют характеристики обнаружения, приведённые на рис. 3.

Для малых вероятностей D правильного обнаружения $D < 0,5$ выигрыш в отношении q сигнал-шум достигает 3 дБ в сравнении с методом суммирования коэффициентов автокорреляции. Подобный эффект достигается за счёт увеличения порядка корреляционной мат-

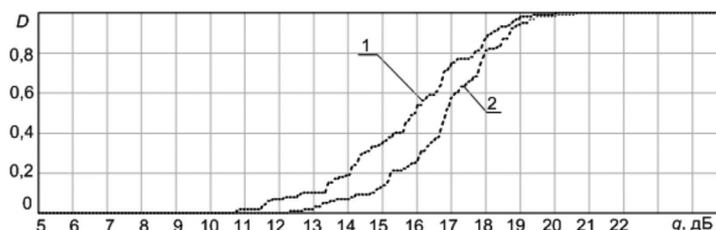


Рис. 2. Характеристики обнаружения

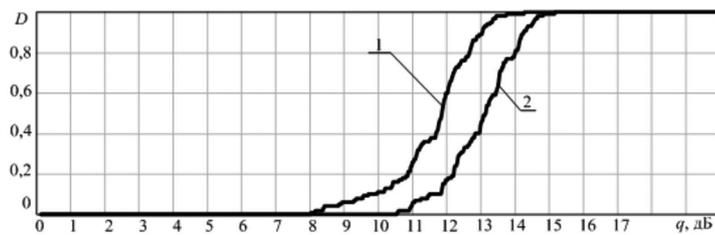


Рис. 3. Характеристики обнаружения

рицы \mathbf{R} до величины, равной размеру M скользящего окна, то есть для расчёта матрицы берутся все элементы АКП. Однако, такой подход неэффективен с точки зрения быстродействия, так как требует $\sim M^2$ количества операций.

На основании проведённого компьютерного эксперимента можно сделать следующие выводы. Отношение q сигнал-шум на выходе гироскопа не является постоянной величиной. Для рассматриваемого случая оно возрастает с течением времени в соответствии с заданным трендом (4). Следовательно, достоверность обнаружения разладки при интенсивном манёвре повышается по мере продвижения скользящего окна вдоль анализируемой выборки x . Однако, вместе с этим уменьшается и актуальность обнаружения манёвра, так как в решаемой задаче практически важно наискорейшее обнаружение разладки, т.е. $|\theta - \theta_{\text{он}}| \rightarrow \min$.

Обсуждение результатов эксперимента

Как можно видеть, способ, основанный на весовом суммировании коэффициентов автокорреляции, и предлагаемый метод схожи по условиям, оговорённым в (5). Оба подхода имеют схожую точность $|\theta - \theta_{\text{он}}|$ обнаружения разладки и близкую достоверность (вероятность D правильного обнаружения) при том же отношении q сигнал-шум. Более того, если подбирать весовые коэффициенты w таким образом, чтобы $w_j \neq 0$ только для $j \rightarrow 0$ (весовые коэффициенты отличны от нуля только для младших коэффициентов АКП, вплоть до единственного нулевого, т.е. дисперсии), то характеристики II способа радикально не ухудшатся. Это можно объяснить тем, что набор собственных чисел λ есть решение нелинейного характеристического уравнения $\det(\mathbf{R} - \lambda \mathbf{I}) = 0$, где \mathbf{R} – матрица; \mathbf{I} – единичная матрица. Если \mathbf{R} – действительная корреляционная матрица теплицевого вида:

$$\mathbf{R} = \{R_{j,k} = r_{|j-k|} = r_m\}, j, k = 0, 1, \dots, M-1; m = |j-k|, \quad (7)$$

где r_m , $m = 0, 1, \dots, M-1$, – коэффициенты АКП, то решение характеристического уравнения при некротных корнях примет вид $\lambda = \{\lambda_m\}$, где λ – спектр собственных значения матрицы \mathbf{R} . Таким образом, собственные числа λ_m определяются свойствами автокорреляционной матрицы \mathbf{R} , которая в теплицевой структуре полностью характеризуется коэффициентами r_m АКП \mathbf{r} .

Подводя итог рассуждениям, можно сказать, что методы II и III обнаружения разладки сходны между собой, т.к. используют в качестве исходных данных АКП \mathbf{r} : оба подхода ориентированы на поиск коррелированной компоненты в наблюдаемом процессе (t).

Заключение

По результатам проведённого исследования предлагаемый

метод, основанный на анализе спектра собственных чисел, оказался сравнимым по введённым критериям эффективности (по вероятности правильного обнаружения и времени реакции навигационной системы) с методом, основанном на взвешенном суммировании коэффициентов АКП. Известный подход, основанный на манипуляции спектральными отсчётами, показал более низкую вероятность правильного обнаружения при равном отношении q сигнал-шум (требуется обеспечить значение $q = 30$ дБ для адекватной работы алгоритма), а также – более высокое время запаздывания реакции системы (около 200 дискретных отсчётов случайного процесса $x(t)$). Вместе с тем, предлагаемый метод имеет более сложную математическую реализацию, заключающуюся в работе с корреляционной матрицей \mathbf{R} порядка M и решением нелинейных уравнений того же порядка M , что сказывается на требованиях к быстродействию бортового вычислителя. В то же время, метод суммирования коэффициентов АКП не требует решения столь сложных математических задач и, в силу близости прочих показателей эффективности, имеет более высокую степень предпочтения в использовании. Однако предлагаемый метод, основанный на анализе спектра собственных значений корреляционной матрицы, показывает лучшие с точки зрения вероятности D правильного обнаружения показатели чувствительности и позволяет раньше реагировать на разладку, что актуально для раннего обнаружения манёвра.

Литература

- 50 лет лазерному гироскопу / Д.П. Лукьянов и др. Фотоника. 2014 Т. 44 № 2 С. 20-37.
- Брич А.И. Сравнительный анализ алгоритмов фильтрации данных инерциальных датчиков. Политехнический молодёжный журнал. 2023. № 3. С. 1-15.
- Колмогоров А.Н., Прохоров Ю.В., Ширяев А.Н. Вероятностно-статистические методы обнаружения спонтанно возникающих эффектов. Тр. МИАН СССР. 1988. Т. 182. С. 4-23.
- Ширяев А.Н. Вероятностно-статистические методы в теории принятия решений. М.: МЦНМО, 2014. 144 с.
- Беллман Р. Введение в теорию матриц. М.: Мир, 368 с.
- Спиридонов Д.М., Обухович Д.В. Аналитическая и компьютерная математические модели шума выходного сигнала волоконно-оптического гироскопа, анализ и верификация. Журнал Радиоэлектроники. 2024. № 4.
- Жирков Е.А. Анализ шумовой дорожки лазерной измерительной аппаратуры. Труды VII Всероссийской научно-технической конференции АПСНИП. Рязань: РГРТУ, 2022. С. 59-65.
- Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ: пер. с англ. М.: Мир, 1990. 584 с.
- Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов: пер. с англ. 2-е изд. М.: ООО «Бином-Пресс», 2006. 656 с.
- Тихонов В.И. Статистическая радиотехника: 2-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1982. 624 с.
- Сирая Т.Н. Статистическая интерпретация вариации Аллана как характеристики измерительных и навигационных устройств. Гироскопия и навигация. 2020. Т. 28. № 1 (108). С. 3-18.

УДК 621.371

ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В СИСТЕМЕ ДОПЛЕРОВСКИХ ПРИЕМНИКОВ

Клочко В.К., д.т.н., профессор РГРТУ им. В.Ф. Уткина, e-mail: klochkovk@mail.ru

Бу Б.Х., аспирант РГРТУ им. В.Ф. Уткина, e-mail: ronando2441996@gmail.com

INVESTIGATION OF TIME-FREQUENCY SIGNAL PROCESSING IN A SYSTEM OF DOPPLER RECEIVERS

Klochko V.K., Vu B.H.

The potential possibility of increasing the resolution of reflection signals from several moving sources during signal processing in a semi-active receiver system is investigated. The system consists of a transmitter and several receivers, spatially oriented relative to the transmitter so that the velocity vectors of the moving sources are differently projected on the plane formed by the line of sight of the receivers and the line of sight of the transmitter. The goal of increasing the resolution of the signals is achieved by parallel processing of the received signals in each receiver in the time and frequency domains with the combination of the obtained results. The criterion for increasing the resolution of signals is the probability of detecting all signals. Additionally, the spatial coordinates and velocity vectors of the sources are determined in the receiver system during one observation period. The potential possibility of achieving a high probability of detecting all signals in conditions of synchronized operation of receivers is shown. It is recommended to use the proposed algorithms in systems for detecting several moving sources of different physical nature.

Key words: signal sources, time-frequency processing, receiver positioning system, signal detection, angular coordinate estimates.

Ключевые слова: источники сигналов, частотно-временная обработка, система позиционирования приемников, обнаружение сигналов, оценки угловых координат.

Введение

В последнее время при построении систем обработки сигналов в гидроакустике, радиоастрономии и других областях большое внимание уделяют методам разрешения и оценивания параметров нескольких сигналов при совместной частотно-временной обработке. Источниками сигналов являются несколько движущихся объектов, которые отражают волны, индуцируемые передатчиком в радио- или гидроакустических полях. Сигналы принимаются и обрабатываются системой приемников, ориентированных относительно передатчика. Для подвижных источников различие сигналов проявляется как по времени задержки сигналов, так и по частоте [1].

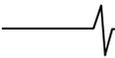
Задачей является обнаружение сигналов путем определения их числа и оценок параметров с целью нахождения параметров самих источников [2] в течение периода наблюдения.

Современные частотно-временные подходы к разрешению нескольких сигналов отличаются от традиционной обработки в частотной области тем, что осуществляют интегральную частотную обработку сигналов в окрестности текущих моментов времени наблюдения, что позволяет проводить частотно-временной анализ источников сигналов. Такой подход способствует разрешению сигналов, но в силу малого временного интервала их обработки разрешающая способность по частоте недостаточна для выделения нескольких сигналов. При этом более

Исследуется потенциальная возможность повышения разрешения сигналов отражения от несколькими движущимися источниками при обработке сигналов в полуактивной системе приемников. Система состоит из передатчика и нескольких приемников, пространственно ориентированных относительно передатчика так, чтобы векторы скорости движущихся источников по-разному проецировались на плоскости, образованные линиями визирования приемников и линией визирования передатчика. Цель повышения разрешения сигналов достигается за счет параллельной обработки принимаемых сигналов в каждом приемнике во временной и частотной областях с объединением полученных результатов. Критерием повышения разрешения сигналов является вероятность обнаружения всех сигналов. Дополнительно в системе приемников определяются пространственные координаты и векторы скорости движения источников за один период наблюдения. Показана потенциальную возможность достижения высокой вероятности обнаружения всех сигналов в условиях синхронизированной работы приемников. Рекомендуется применение предложенных алгоритмов в системах обнаружения нескольких движущихся источников разной физической природы.

эффективным оказывается подход преобразования смеси сигналов, принятых в течение периода наблюдения, в частотную область, где период определяется временем нахождения источников сигналов на заданном промежутке дальности [3, 4].

Известны классические методы разрешения сигналов во временной области, основанные на корреляционной обработке сигналов, однако они также имеют ограниченную разрешающую способность по сравнению с частотной обработкой [5]. Все это стимулирует поиск новых решений в области частотно-временной обработки сигналов [6], более эффективных по разрешению сигналов в сравнении с обработкой в одной частотной области и не требующих заметного увеличения вычислительных затрат.



Дальнейшее повышение разрешения нескольких сигналов потенциально может быть достигнуто при частотно-временной обработке в системе позиционирования нескольких приемников [7], если эти приемники точно синхронизированы с работой передатчика. Многопозиционные системы в настоящее время также активно развиваются и находят применение в различных областях.

Целью работы является исследование потенциальной возможности повышения разрешения сигналов отражения от несколькими движущимися источниками по критерию вероятности обнаружения всех сигналов при их обработке в полуактивной системе приемников.

Модель сигнала

Положение каждого источника сигнала $M(R, \theta, \varphi)$ в антенной системе координат приемника измеряется углом места θ , азимутом φ и дальностью R , при этом угол θ отсчитывается в вертикальной плоскости, угол φ – в горизонтальной так, как показано на рис. 1, а. Прямоугольные и сферические координаты связаны:

$$x = R \sin \theta \cos \varphi, y = R \sin \theta \sin \varphi, z = R \cos \theta.$$

Передатчик посылает гармонический сигнал $s(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ с амплитудой U_0 , несущей частотой ω_0 и начальной фазой φ_0 в заданном угловом направлении. Такой режим обеспечивает малые энергетические затраты и дает возможность использования малогабаритных мобильных станций. Прием сигналов осуществляется пятиканальной антенной решеткой (АР), элементы которой расположены в плоскости несимметрично (для учета неоднозначности измерения фазы), как показано на рис. 1, б.

Для одного приемника сигналы после дискретизации по времени в тракте первичной обработки имеют вид [6]:

$$y_q(t_i) = \sum_{k=1}^m s_{jqk}(t_i - \tau_{jqk}) + p_q(t_i) = \sum_{k=1}^m A_k \cos(\omega_k t_i - 4\pi R_k / \lambda - 2\pi \delta_{qk} / \lambda + \xi_k + \varepsilon_q) + p_q(t_i),$$

где A_k – амплитуда принимаемого сигнала от k -го источника; ω_k – доплеровская частота от k -го источника; R_k – дальность до k -го источника; λ – длина волны; δ_{qk} – отклонение фронта волны, отраженной от k -го

источника и достигшей q -го элемента АР, относительно центра антенны ($\delta_{0k} = 0$); $\xi_k = \varphi_0 + \eta_k$; φ_0 – начальная фаза; η_k – случайное изменение фазы на $[-\pi, \pi]$; ε_q – фазовый шум в q -м канале; $p_q(t_i)$ – аддитивный шум с нулевым средним, действующий в каждом q -м канале; $q = \overline{1, Q}$, Q – число приемных элементов АР; m – неизвестное количество источников; $i = \overline{1, n}$, n – объем выборки на периоде наблюдения сигналов.

Величина δ_{qk} содержит искомые параметры сигнала, несущие информацию о параметрах k -го источника в виде угловых координат φ_k и θ_k (x_q, y_q – координаты центра q -го элемента АР):

$$\delta_{qk} = x_q \sin \theta_k \cos \varphi_k + y_q \sin \theta_k \sin \varphi_k.$$

Для системы позиционирования приемников модель принимаемого сигнала в j -м приемнике ($j = \overline{1, N}$, N – число приемников) в дискретные моменты времени t_i имеет вид

$$y_{jq}(t_i) = \sum_{k=1}^m s_{jqk}(t_i - \tau_{jqk}) + p_{jq}(t_i) = \sum_{k=1}^m A_{jk} \cos(\omega_{jk} t_i - 2\pi(R_{1k} + R_{jk}) / \lambda - 2\pi \delta_{jqk} / \lambda + \xi_{jk} + j_q) + \varepsilon_{jq}(t_i).$$

Прототип для исследования

В качестве прототипа для исследования взят способ обработки сигналов в частотной области. Данный способ основан на выделении спектральных составляющих в спектре частот нескольких пространственных каналов, измерении фаз спектральных составляющих и оценивании угловых координат методом разности фаз. Алгоритмический способ-прототип представлен на рис. 2.

Преимущество способа-прототипа, основанного на быстром преобразовании Фурье (БПФ), по сравнению с известными методами частотно-временной обработки показано на рис. 3 на примере разрешения по частоте трех сигналов в одинаковых условиях моделирования (время дано в номерах отсчетов, частота – в преобразовании Фурье в Гц).

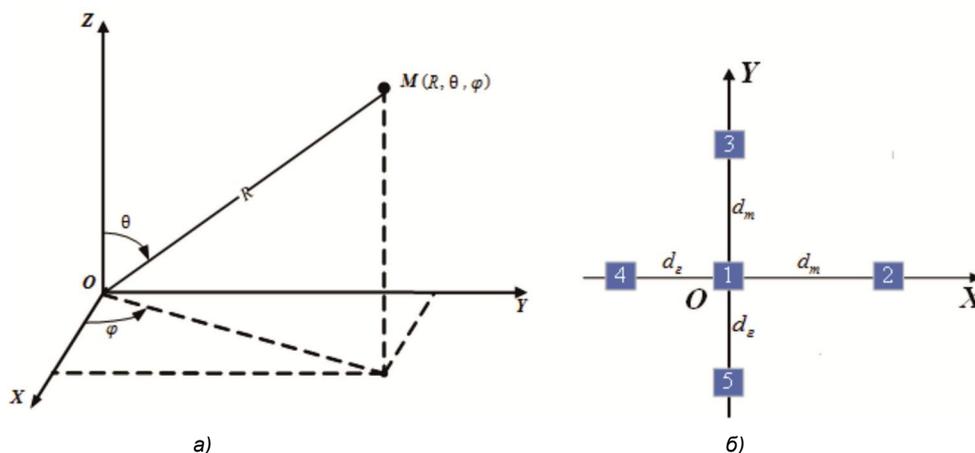


Рис. 1. Система координат (а) и расположение элементов АР (б)

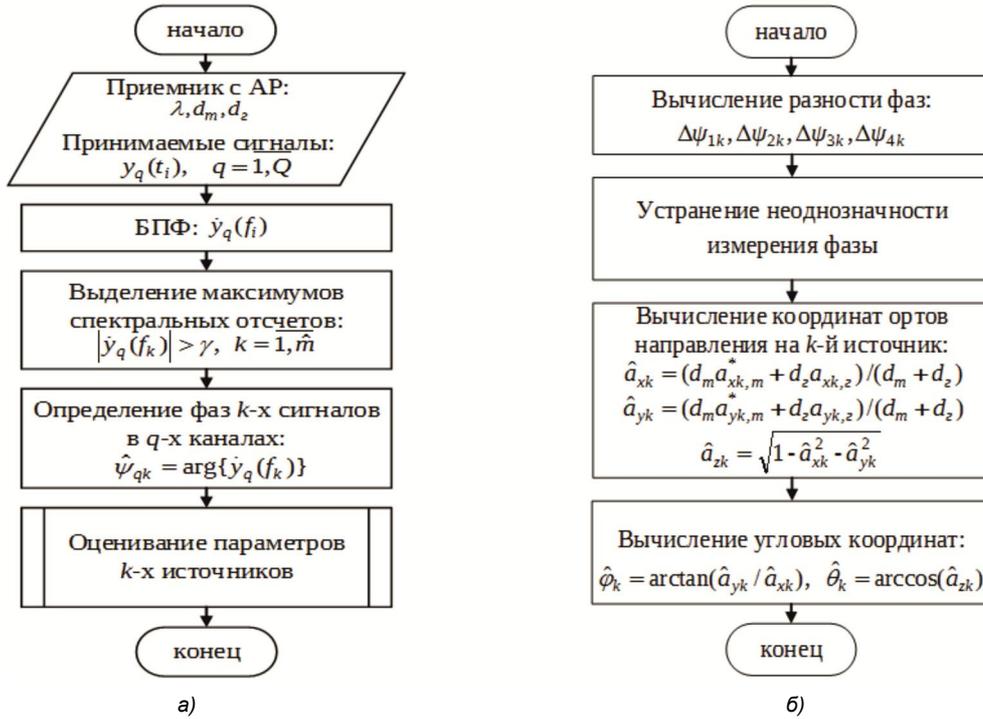


Рис. 2. Обработка в частотной области (а) и оценивание параметров k-го источника (б)

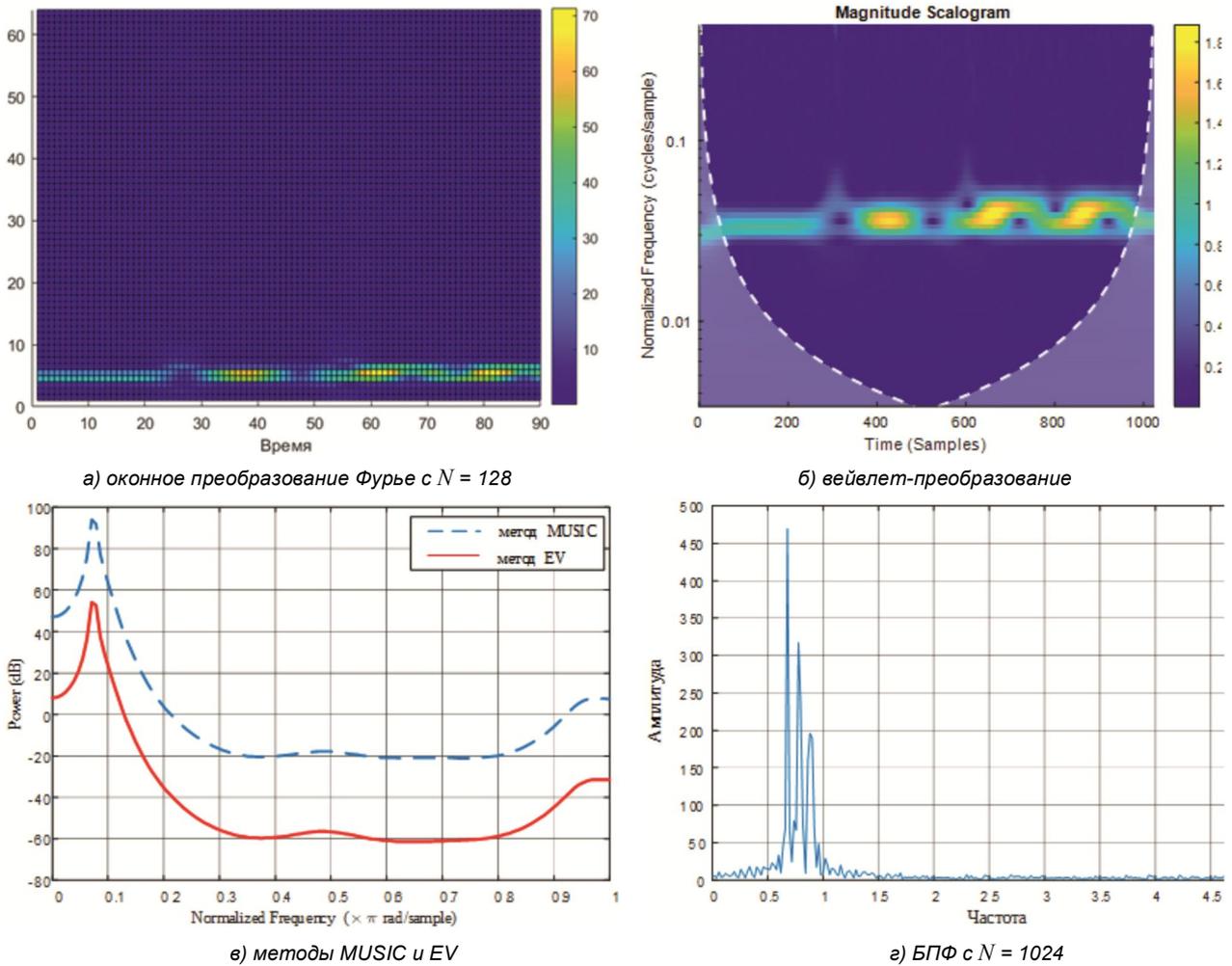


Рис. 3. Сравнение способа-прототипа с известными методами

Улучшение прототипа

Для исследования возможности добиться лучших результатов, чем в частотной области, был разработан способ [6] обработки сигналов во временной области. В соответствии с данным способом принимается смесь сигналов, формируется последовательность временных отсчетов сигналов, подвергаются элементы последовательности операциям фильтрации и обнаруживаются моменты времени τ_k появления k -х сигналов ($k = 1, 2, \dots, \hat{m}$, где \hat{m} – оценка числа сигналов), затем на каждом k -м образованном промежутке времени $[\tau_k, \tau_{k+1})$ оцениваются частота и фаза сигнала, причем сигнал выделяется с помощью вычитания из сглаженного суммарного сигнала экстраполированных оценок сигналов, выделенных ранее. Параметры сигналов и их источников определяются методом разности фаз.

Для оценивания фаз нескольких сигналов использовался фильтр Калмана, настроенный на гармоническую модель сигнала с параметрами a , b и ω [3, 4]. Работа

фильтра сравнивалась с оптимальным измерителем фазы по критерию максимального правдоподобия [1, 7]. Однако оптимальный измеритель рассчитан на один сигнал и для условий рассматриваемой задачи не применим.

Для соединения преимуществ обработки сигналов во временной и частотной областях был разработан способ совместной обработки в частотно-временной области [7]. Обработка во временной и частотной областях ведется параллельно, результаты обработки объединяются, и выдаются оценки числа сигналов и их параметров. Алгоритмически способ представлен на рис. 4.

Исследование для одного приемника

На рис. 5 показаны результаты компьютерного моделирования трех алгоритмов: алгоритма обработки сигналов в частотной области, во временной области и в частотно-временной области. Моделирование проводилось в следующих условиях. Принимался непрерывный сигнал в сантиметровом диапазоне длин волн в

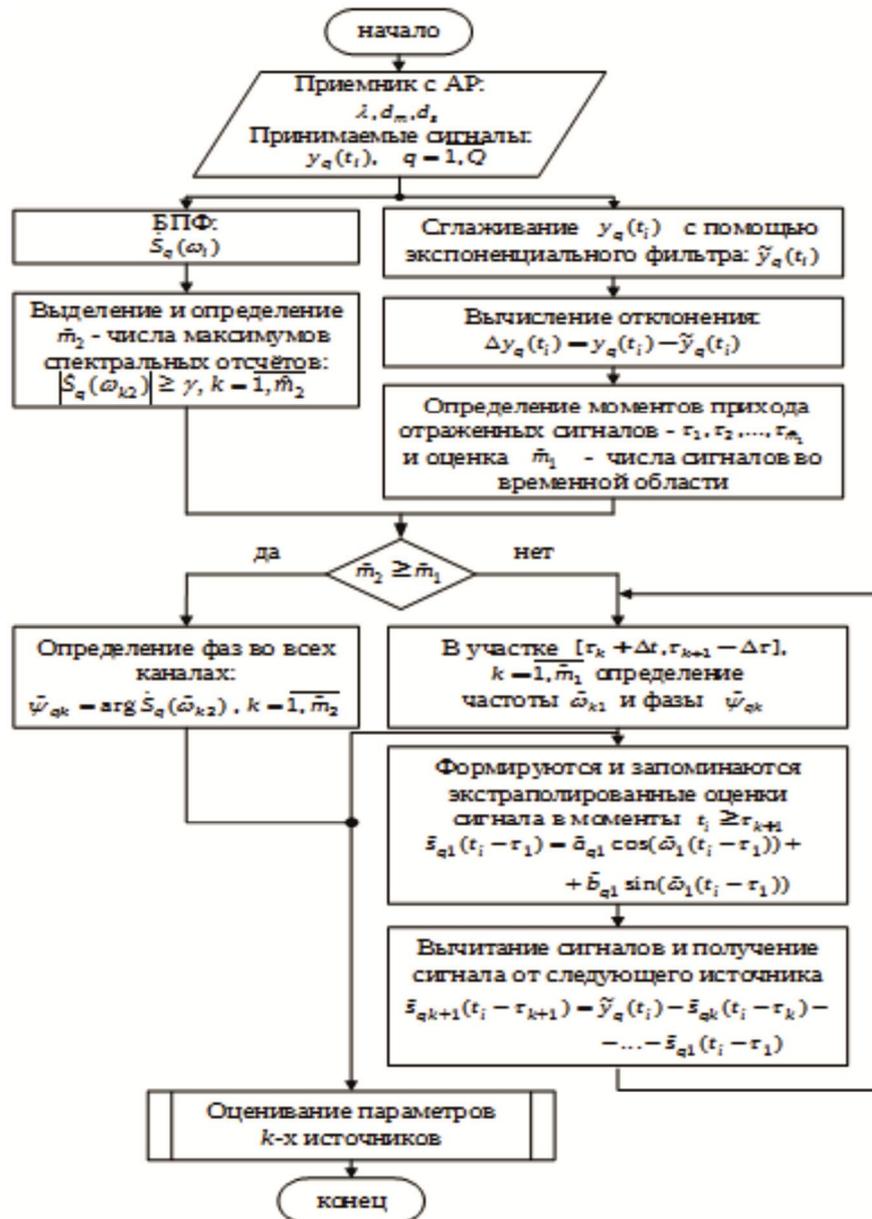


Рис. 4. Совместная обработка в частотно-временной области

одном приемнике. Наблюдение за источниками осуществлялось в пределах круговой диаграммы направленности (ДН) в 2^0 на уровне 0,5 мощности. Параметры АР выбирались как $d_m = 3\lambda$, $d_z = 0,5\lambda$ при $\lambda = 0,03$ м. Фазовый шум действовал в каждом q-м канале по равномерному закону на $[0, \pi/10]$.

Источники двигались с близкими скоростями от 10 до 15 м/с в направлении приемника, первоначально удаленного от них на 1 км по радиальной дальности, и занимали по отношению к нему положения по двум угловым координатам от 29^0 до 31^0 . Сигналы от источников приходили с разной задержкой по времени и моделировалось преимущественно плохое разрешение по доплеровской частоте. Принималось, что условие физической реализуемости способа соответствует скорости распространения волны, характерной для гидролокации.

Для оценки разрешения нескольких сигналов находилась оценка вероятности правильного обнаружения всех сигналов, понимаемая как доверительная вероятность попадания оценок параметров всех m источников сигналов в интервалы, определенные потенциальной точностью фазового метода: ошибки измерения угловой координаты азимута и угла места каждого источника не превышали 1^0 .

Результаты моделирования в сравнительной оценке показывают возможность повышения вероятности правильного обнаружения всех сигналов с 0,63 до 0,87 при $m = 3$ на уровне отношения сигнал/шум $\mathcal{S} = 14 - 20$ дБ за счет совместной частотно-временной обработки сигналов в условиях одной приемопередающей станции. Положительный эффект разрешения сигналов достигается тем, что сигналы приходят или с разной задержкой времени, или с разным сдвигом по доплеровской частоте, следовательно, они обнаруживаются или по времени, или по частоте. Повышение вероятности с 0,63 до 0,87 согласуется с вероятностной логикой появления хотя бы одного из двух независимых событий.

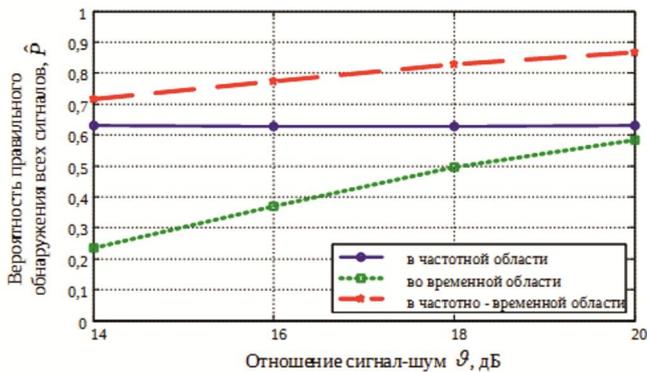


Рис. 5. Зависимости вероятности правильного обнаружения всех сигналов от отношения сигнал-шум при $m = 3$ в одном приемнике

Исследование в системе приемников

Для исследования потенциальной возможности разрешения нескольких сигналов были разработаны подход и алгоритм обнаружения сигналов при частотно-временной обработке сигналов в многопозиционной полуактивной системе приемников. Система N приемников состоит из одной приемопередающей станции и $N - 1$

вспомогательных приемников.

Условия применимости алгоритма при моделировании:

- 1) источники находятся в сегменте сферы при условии, что угол между линиями визирования приемников заранее определен $\alpha = 140 - 145^0$;
- 2) наличие источников в сегменте сферы установлено;
- 3) в системе позиционирования ошибки синхронизации при приеме сигналов малы.

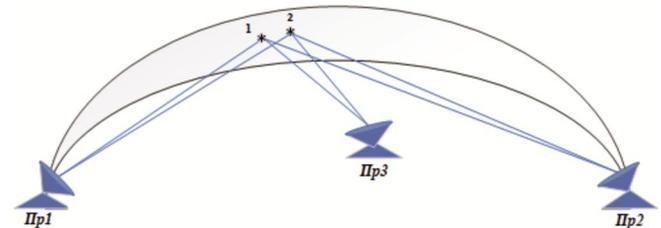


Рис. 6. Система приемников

В приемниках обрабатываются принятые сигналы, некоторые из них принадлежат посторонним источникам, находящимся вне зоны видимости передатчика. На основе оценок параметров сигналов находятся орты направляющих векторов на источники. Алгоритм определяет правильные комбинации ортов – их направления на один и тот же источник (сопряжения). Критерий правильного сопряжения векторов основан на следующем. Пусть N векторов $\vec{a}_1, \vec{a}_2, \dots, \vec{a}_N$ выбраны правильно по направлению на один и тот же источник в N приемниках. Устанавливается парная связь между первым и j -ми векторами ($j = 2, N$) в единой прямоугольной системе координат OXYZ в матричной форме:

$$r_1 \mathbf{a}'_1 = (\mathbf{b}_j - \mathbf{b}_1) + r_j \mathbf{a}'_j + \mathbf{e}_{1j},$$

где $r_1 = R_1$, $\mathbf{a}'_j = \mathbf{H}_j \mathbf{a}_j$, $j = 1, N$, R_1 – дальность до первого обнаруженного источника со стороны 1-го приемника; \mathbf{H}_j – 3×3 -матрицы поворота осей j -й антенной системы координат по отношению к общей системе; \mathbf{a}_j – 3×1 -вектор-столбцы координат ортов; \mathbf{b}_j – базовые векторы, соединяющие центр единой системы с центрами антенных систем координат; \mathbf{e}_{1j} – 3×1 -вектор-столбцы ошибок сопряжения указанных пар векторов.

Критерием сопряжения $N - 1$ пар векторов \mathbf{a}'_1 и \mathbf{a}'_j , $j = 2, N$, является ограничение по заданному порогу J_{\max} показателя сопряжения J в виде суммы квадратов норм ошибок сопряжения в каждом варианте перебора соединения векторов:

$$J = \sum_{j=2}^N \|\mathbf{e}_{1j}\|^2 = \sum_{j=2}^N (r_1 \mathbf{a}'_1 - \Delta \mathbf{b}_{1j} - r_j \mathbf{a}'_j)^T \times (r_1 \mathbf{a}'_1 - \Delta \mathbf{b}_{1j} - r_j \mathbf{a}'_j) \leq J_{\max},$$

где $\Delta \mathbf{b}_{12} = \mathbf{b}_2 - \mathbf{b}_1$; $\Delta \mathbf{b}_{13} = \mathbf{b}_3 - \mathbf{b}_1$ при $N = 3$.

Из необходимого условия существования экстремума J

$$dJ / dr_j = 0 \Rightarrow 2(r_1 \mathbf{a}'_1 - \Delta \mathbf{b}_{1j} - r_j \mathbf{a}'_j)^T (-\mathbf{a}'_j) = 0,$$

с учетом $\mathbf{a}'_j^T \mathbf{a}'_j = 1$ находятся оценки дальностей:

| Отношение сигнал-шум | Оценка угловых координат источников (в градусах) | | Оценка координат вектора скорости (м/с) | Вероятность правильного обнаружения всех сигналов |
|----------------------|--|-----------|---|---|
| | ϑ (дБ) | $M[\rho]$ | $\sigma[\rho]$ | |
| 14 | 0,317 | 0,132 | 0,211 | 0,907 |
| 16 | 0,315 | 0,129 | 0,202 | 0,930 |
| 18 | 0,314 | 0,121 | 0,197 | 0,947 |
| 20 | 0,310 | 0,118 | 0,195 | 0,963 |

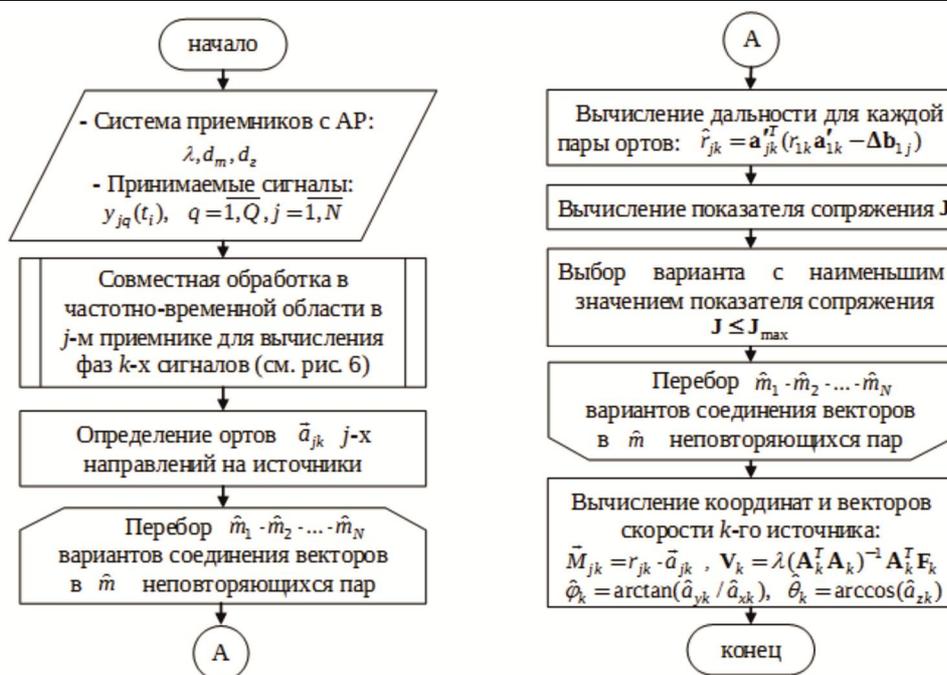


Рис. 7. Алгоритм обработки сигналов в системе N приемников

$$\hat{r}_j = \mathbf{a}'_j{}^T (r_j \mathbf{a}'_1 - \Delta \mathbf{b}_{1j}), \quad j = \overline{2, N},$$

которые при подстановке в выражение показателя J обеспечивают проверку критерия сопряжения при классификации векторов. Невыполнение неравенства ($J > J_{\max}$) приводит к отсеиванию ложных вариантов сопряжения.

Прошедшие через порог ($J \leq J_{\max}$) варианты сопряжения векторов позволяют определить динамические свойства источников в течение периода наблюдения и обработки сигналов. Система уравнений в матричной форме для $N=3$ содержит координаты направляющих векторов a_x, a_y, a_z , сдвиги частот f_1, f_2, f_3 сигнала от одного и того же источника, обнаруженного в трех приемниках, и координаты вектора скорости источника v_x, v_y, v_z :

$$\mathbf{A} \cdot \mathbf{V} = \lambda \mathbf{F} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} 2a'_{1x} & 2a'_{1y} & 2a'_{1z} \\ a'_{1x} + a'_{2x} & a'_{1y} + a'_{2y} & a'_{1z} + a'_{2z} \\ a'_{1x} + a'_{3x} & a'_{1y} + a'_{3y} & a'_{1z} + a'_{3z} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} v_x \\ v_y \\ v_z \end{bmatrix} = \lambda \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix}.$$

Методом обратной матрицы находится оценка вектора скорости источника:

$$\hat{\mathbf{V}} = \lambda \mathbf{A}^{-1} \mathbf{F}.$$

В общем случае $N > 3$ приемников: $\hat{\mathbf{V}} =$

$$= \lambda (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{F}.$$

Принцип различения сигналов с близкими сдвигами частот в системе приемников заключается в положении линий визирования приемников в направлении источников так, чтобы в одной из плоскостей, образованных линиями визирования $N-1$ пар приемников, разность проекций векторов скоростей была наибольшей.

СКО $\sigma[\hat{v}_{x,y,z}]$ отдельной координаты несмещенной оценки вектора скорости $\hat{\mathbf{V}} = (\hat{v}_x, \hat{v}_y, \hat{v}_z)^T$ аналитически можно оценить по формуле (Tr – след матрицы)

$$\sigma[\hat{v}_{x,y,z}] = \lambda \sigma_f \sqrt{Tr(\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} / 3}.$$

Блок-схема алгоритма представлена на рис. 7. Результаты моделирования алгоритма показаны на рис. 8. В таблице представлены результаты, полученные для трех сигналов ($m=3$) при 5000 реализациях в одинаковых условиях моделирования: зависимости средних значений $M[\rho]$ и СКО $\sigma[\rho]$ случайной величины ρ , имеющей смысл нормы вектора ошибок определения угловых координат φ и θ для обнаруженных сигналов, СКО оценок координат вектора скорости $\sigma[\hat{v}_{x,y,z}]$, а также оценки вероятности \hat{P} правильного обнаружения всех сигналов от отношения сигнал-шум (аддитивный шум p_q) в системе $N=3$.

Результаты моделирования показывают потенциальную возможность повышения вероятности обнару-

жения всех сигналов с 0,87 до 0,96 (по результатам моделирования трех сигналов) за счет реализации частотно-временной обработки в системе $N = 3$ (две пары приемников: первый-второй и первый-третий) по сравнению с частотно-временной обработкой в одной приемопередающей станции, а также определить параметры и динамические свойства источников. Повышение вероятности с 0,87 до 0,96 также согласуется с вероятностной логикой появления хотя бы одного из двух независимых событий.

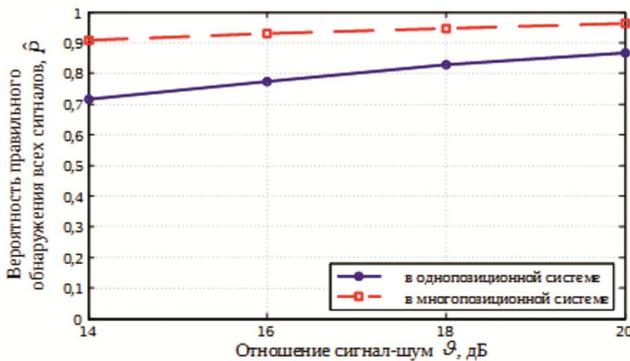


Рис. 8. Зависимости вероятности правильного обнаружения всех сигналов от отношения сигнал-шум при частотно-временной обработке (три сигнала) в системе $N = 3$

Заключение

Проведено исследование возможности повышения разрешения нескольких сигналов отражения от несколькими движущимися источниками при обработке сигналов в полуактивной системе приемников. Предложен подход к решению задачи обнаружения всех сигналов за счет частотно-временной обработки сигналов в системе приемников и алгоритм его реализации. По результатам моделирования алгоритма показано, что потенциально (без учета ошибок синхронизации приемников) можно повысить вероятность обнаружения всех сигналов с 0,87 до 0,96 (по результатам моделирования трех сигналов) за счет частотно-временной обработки в системе одной

приемопередающей станции и двух вспомогательных приемников по сравнению с частотно-временной обработкой в одной приемопередающей станции, а также определить параметры и динамические свойства источников (векторы скорости) в одном периоде обработки сигналов.

Предложенные алгоритмы могут найти применение в системах обнаружения сигналов от нескольких движущихся источников разной физической природы. Перспектива исследований направлена на учет ошибок синхронизации работы приемников.

Литература

1. Бакулев П. А. Радиолокационные системы. Учебник для вузов. Изд. 3-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2015. 440 с.
2. Ключко В.К., Кузнецов В.П., Ву Ба Хунг. Оценивание параметров радиосигналов от подвижных маловысотных объектов. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2022. Вып. 80. С. 12-23.
3. Кузнецов В.П., Чураков Е.П. Система фильтров Калмана для оценки параметров отраженного сигнала. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2015. № 1 (Вып. 51). С. 9-14.
4. Ключко В.К., Кузнецов В.П., Левитин А.В. и др. Алгоритмы определения координат движущихся целей на базе многоканальной доплеровской РЛС. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2015. № 3 (Вып. 53). С. 3-10.
5. Методы и алгоритмы цифрового спектрального анализа сигналов: учебное пособие / В. И. Кошелев. М.: КУРС, 2021. 144 с.
6. Ключко В.К., Ву Б. Х. Частотно-временная обработка сигналов в доплеровском радиоприемнике. Цифровая обработка сигналов. 2023. № 2. С. 15-21.
7. Ключко В.К., Ву Ба Хунг. Обнаружение подвижных источников системой радиоприемников. Цифровая обработка сигналов. 2022. № 4. С. 50-55.

НОВЫЕ КНИГИ

Витязев В.В., Волченков В.А., Овинников А.А., Лихобабин Е.А.

Цифровая обработка сигналов: Учебное издание для вузов, М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2023 г. 188 с.: ил.

Рекомендовано Научно-методическим советом ФГБОУ ВО «Рязанский государственный Радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина» в качестве учебного пособия для студентов обучающихся по программе высшего образования по направлениям 11.03.01 – «Радиотехника» и 11.03.02 – «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», магистров по 09.04.04 – «Программная инженерия» и специалистов по специальности 12.05.01 – «Электронные и оптоэлектронные приборы и системы специального назначения».

Изложены общие принципы цифровой обработки сигналов. Основное внимание уделено проектированию цифровых фильтров в классе КИХ- и БИХ-цепей. Приводятся теоретические сведения, касающиеся характеристик фильтров, приводятся подробные примеры их проектирования и анализа их характеристик. Рассматриваются инструменты моделирования прохождения сигналов через цифровые фильтры в среде SimInTech. Использование среды SimInTech для проектирования

цифровых фильтров и моделирования прохождения сигналов через них отличает данное учебное издание от имеющейся учебной литературы в данной области.

Для студентов, обучающихся по направлениям 11.03.01 – «Радиотехника» и 11.03.02 – «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» и специальности 12.05.01 – «Электронные и оптоэлектронные приборы и системы специального назначения», и магистрантов, обучающихся по направлению 09.04.04 – «Программная инженерия», может представлять интерес для специалистов.



РАЗРАБОТКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЙ ПОДВОДНОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ МОДИФИКАЦИИ АЛГОРИТМА ХУРГИНА-ЯКОВЛЕВА

Дмитриев В.Т., д.т.н., доцент, зав. кафедрой РУС РГПТУ, e-mail: vol77@rambler.ru
Аронов Л.В., к.т.н., доцент кафедры РУС РГПТУ, e-mail: aronov.l.v@rsreu.ru

DEVELOPMENT OF A NOISE-PROOF UNDERWATER COMMUNICATION SYSTEM BASED ON A MODIFICATION OF THE KHURGIN-YAKOVLEV ALGORITHM

Dmitriev V.T., Aronov L.V.

The article proposes to use a hydroacoustic communication channel to transmit speech signals between underwater manned vehicles, divers and infrastructure. The parameters of the hydroacoustic data transmission channel are calculated, the dependences of the maximum route length on the data transmission rate are obtained. The paper shows that the use of a modification of the Khurgin-Yakovlev algorithm in adaptive noise-resistant underwater communication systems allows to improve the quality of the restored speech at the output of the transmission system under the action of interference in the communication channel. The use of systems based on a modification of the Khurgin-Yakovlev algorithm allows to increase the range of information transmission under the action of interference in the underwater communication channel. Computer modeling showed that the gain in distance when using a modification of this algorithm is from 75 km, with a frequency band from 1 to 6.3 kHz and an acoustic carrier from 3.3 to 21 kHz for given initial data.

Key words: hydroacoustic channel, hydroacoustic communication, underwater communication, Khurgin-Yakovlev algorithm.

Ключевые слова: гидроакустический канал, гидроакустическая связь, подводная связь, модификация алгоритма Хургина-Яковлева.

Введение

Гидроакустические каналы передачи данных используют отличаются от традиционных радиоканалов тем, что используют энергию акустических колебаний. В условиях подводной среды, они обладают важным достоинством, по сравнению с радиоканалом и оптическим каналом: малое затухание, дающее возможность установления связи на значительные дистанции. Вследствие этого имеют лучшие энергетические характеристики, компактные излучатели и широкую сферу применения, в том числе с их помощью возможно осуществлять связь, управление и передачу телеметрической информации. Основных недостатков можно отметить два, во-первых, узкая полоса частот, составляющая десятки килогерц, во-вторых, скорость распространения акустического сигнала в воде составляет в среднем 1500 м/с, что является причиной больших задержек в передаче данных.

В процессе освоения Мирового океана всё актуальнее становится проблема организации беспроводной речевой связи между подводными аппаратами, водолазами и объектами инфраструктуры. Речевой сигнал подвергается искажениям и может быть не распознан слушателем на приёмном конце, что может иметь критическое значение для безопасности при проведении подводных работ, поэтому для повышения качества восстановленной речи в канале связи или для повышения дальности передачи при действии шумов в канале связи предложено применение модификации алгоритма Хургина-Яковлева. Данное представление обеспечивает передачу отсчетов сигнала и его производной по

Предложено использовать гидроакустический канал связи для передачи речевых сигналов между подводными обитаемыми аппаратами, водолазами и инфраструктурой. Проведен расчет параметров гидроакустического канала передачи данных, получены зависимости максимальной протяженности трассы от скорости передачи данных. В работе показано, что применение модификации алгоритма Хургина-Яковлева в адаптивных помехоустойчивых подводных системах связи позволяет повысить качество восстановленной речи на выходе системы передачи при действии помех в канале связи. Применение систем на основе модификации алгоритма Хургина-Яковлева позволяет повысить дальность передачи информации при действии помех в канале подводной связи. Компьютерное моделирование показало, что выигрыш по расстоянию при использовании модификации данного алгоритма составляет от 75 км, при полосе частот от 1 до 6,3 кГц и акустической несущей от 3,3 до 21 кГц при заданных исходных данных.

налу связи с последующим восстановлением на приеме. Фазовый сдвиг между отсчетами сигнала и его производных позволяет увеличить помехоустойчивость передаваемого речевого сигнала.

Целью работы является исследование гидроакустического канала передачи речевых сигналов на основе модификации алгоритма Хургина-Яковлева в интересах повышения качества восстановленной речи в условиях подводной шумовой обстановки.

Расчёт параметров гидроакустического канала передачи данных

В рамках исследования рассматриваются речевые кодеки на основе алгоритма Хургина-Яковлева, скорость передачи данных которыми составляет от 1 до 6,3 кбит/с. Для расчёта параметров гидроакустического канала передачи данных необходимо, на первом этапе, определить полосу частот сигнала и выбрать несущую

частоту. Оценка ширины полосы частот осуществляется для данного вида модуляции, например при кодоимпульсной модуляции скорость передачи данных R_0 и требуемая ширина полосы частот Δf_A связаны формулой:

$$R_0 \leq \Delta f_A / 3.$$

В работах [1-3] показано, что так как преобладающим видом помех, действующих в гидроакустическом канале передачи данных, являются аддитивные помехи, близкие по своим характеристикам к белому гауссовскому шуму, то наибольшую помехоустойчивость в гидроакустических каналах обеспечивают ортогональные и противоположные сигналы, к каковым можно отнести MFSK, QPSK, OFDM, DPSK, QAM и другие. В соответствии с теоремой Шеннона, пропускная способность канала передачи данных, в этом случае равна:

$$C = \Delta f_A \log_2(1 + ОСШ),$$

где ОСШ – отношение сигнал-шум.

При использовании DPSK требуемая полоса частот составляет в предельном случае [3]:

$$R_0 \approx \Delta f_A,$$

таким образом оценку полосы пропускания антенн гидроакустического канала Δf_{AA} , можно произвести по формуле [3]:

$$\Delta f_{AA} \geq 1/\tau_{\Sigma} + 2f_{д} + \Delta f_{АЧХ}, \quad (1)$$

где τ_{Σ} – длительность передачи одного символа, с; $f_{д}$ – доплеровское смещение рабочей частоты, достигающее в ГАК 0,001 от величины центральной частоты f_A , Гц; $\Delta f_{АЧХ}$ – технологический разброс частотных характеристик гидроакустических антенн, который составляет 500-600 Гц [3].

Задав полосу акустического сигнала равной 30 % от центральной частоты f_A , получим, что при заданных скоростях передачи данных от 1 до 6,3 кбит/с центральная частота будет меняться в интервале $f_A = 3,3...21$ кГц. Тогда в соответствии с формулой (1) требуемая полоса гидроакустической антенны f_{AA} составит от 33 % до 48 % от центральной частоты.

В задаче энергетического расчёта гидроакустического канала передачи данных существует понятие оптимальной частоты $f_{опт}$ [кГц], которая определяется по формуле [3]:

$$f_{опт} \approx 62(L_m)^{2/3}, \quad (2)$$

где L_m – длина трассы, км.

Учитывая формулу (2) максимальную рекомендуемую протяженность трассы передачи данных, с учетом f_A [Гц] можно выразить:

$$L_m \approx (f_A / 62000)^{3/2}. \quad (3)$$

Зависимость максимальной протяженности трассы от скорости передачи данных (рис. 1).

Расчёт показывает изменение дальности в 16 раз, при вариации скорости кодека от 1 до 6,3 кбит/с. Таким образом, применение широкополосной гидроакустической антенны в связке с технической возможностью изменения

несущей акустической частоты f_A позволяет осуществлять адаптивное изменение скорости речевого кодека, в зависимости от расстояния.

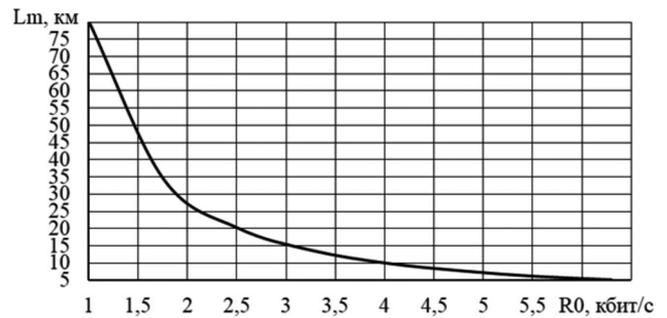


Рис. 1. Зависимость максимальной протяженности трассы от скорости передачи данных

Для оценки коэффициента затухания $\alpha_{ГАК}$ в гидроакустическом канале применяется эмпирическая формула, известная, как формула Торпа [4]:

$$\alpha_{ГАК} = \frac{40f_A^2}{(4100 + f_A^2)} + \frac{0,1f_A^2}{(1 + f_A^2)} + \frac{0,03f_A^2}{(36 + f_A^2)}, \quad (4)$$

где f_A – выражено в кГц.

Данная формула имеет ряд ограничений, она справедлива при температуре морской воды равной 4°C и кислотности pH = 8,0, хотя зависимость коэффициента затухания $\alpha_{ГАК}$ от этих параметров незначительна. Необходимо учитывать, что распространение звука в воде имеет многолучевой характер, а акустические свойства морской воды зависят от ряда факторов, поддающихся прогнозированию, таких как плотность, солёность, температура, глубина и т.д., и не поддающихся прогнозированию газы пузырки, планктон, различные подводные течения и т.д.

Усреднённое значение затухания $\alpha_{ГАК}$ акустических колебаний в морской воде аппроксимируется выражением [3]:

$$\alpha_{ГАК} = 0,036f_A^{3/2}. \quad (5)$$

Сравнение результатов расчёта выполненных по формулам (4) и (5) показано на рис. 2.

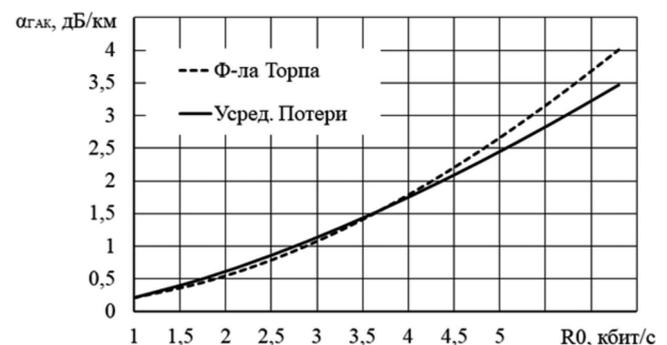


Рис. 2. Зависимости коэффициента пространственного затухания $\alpha_{ГАК}$ от скорости передачи данных с учётом формул (4) и (5)

Результаты расчета показывают, что на малых скоростях, с учётом адаптивного изменения частоты, уровень затухания практически не отличается, однако следует учесть, что использование усредненных потерь на значительных расстояниях предпочтительнее, так как

Таблица 1. Параметры гидроакустического канала передачи данных

| R_0 , кбит/с | L_m , км | $\alpha_{ГАК}$, дБ/км | $\beta_{ГАК}$, 1/км | f_A , кГц | Δf_A , кГц | Δf_{AA} |
|----------------|------------|------------------------|----------------------|-------------|--------------------|-----------------|
| 1 | 80 | 0,22 | 0,05 | 3,3 | 1 | 1,6 |
| 1,2 | 61 | 0,29 | 0,06 | 4 | 1,2 | 1,8 |
| 2 | 28,4 | 0,62 | 0,14 | 6,7 | 2 | 2,6 |
| 2,4 | 21,6 | 0,81 | 0,9 | 8 | 2,4 | 3 |
| 4,8 | 7,6 | 2,3 | 0,53 | 16 | 4,8 | 5,4 |
| 5,3 | 6,6 | 2,7 | 0,62 | 17,7 | 5,3 | 5,9 |
| 6 | 5,5 | 3,2 | 0,74 | 20 | 6 | 6,6 |
| 6,3 | 5,1 | 3,5 | 0,8 | 21 | 6,3 | 6,9 |

Таблица 2. Оценка качества восстановленной речи для различных систем передачи данных при разной вероятности ошибок в канале связи на расстоянии 27 км

| R_0 , кбит/с | 1 | 1,2 | 2 | 2,4 | 4,8 | 5,3 | 6 | 6,3 |
|----------------|-------|-------|------|------|-------|-------|-------|-------|
| BER | 0,002 | 0,004 | 0,02 | 0,03 | 0,093 | 0,104 | 0,118 | 0,124 |

Таблица 3. Оценка качества восстановленной речи для различных систем передачи данных при разной вероятности ошибок в канале связи на оптимальном расстоянии

| R_0 , кбит/с | 1 | 1,2 | 2 | 2,4 | 4,8 | 5,3 | 6 |
|----------------|------|-----|------|--------|-----------|----------------------|--------------------|
| L_m , км | 80 | 61 | 28,4 | 21,6 | 7,6 | 6,6 | 5,5 |
| BER | 0,27 | 0,2 | 0,03 | 0,0069 | 10^{-8} | $2,2 \cdot 10^{-10}$ | $5 \cdot 10^{-13}$ |

эта формула учитывает многолучевой характер распространения акустических волн.

Средняя мощность акустического сигнала, с учётом расходимости волны в пространстве $P_{c.сх}$ [Вт/м²] равна [3]:

$$P_{c.сх} = P_{Прд} \cdot \frac{G_{Прд} S_{эфф}}{4 \cdot \pi \cdot Lm^2} \exp(-0,23 \cdot \beta_{ГАК} \cdot L_m) =$$

$$= P_{Прд} \cdot \frac{\lambda_A^2 G_{Прд} G_{ПрМ}}{(4 \cdot \pi \cdot Lm)^2} \exp(-0,23 \cdot \beta_{ГАК} \cdot L_m), \quad (6)$$

где $P_{Прд}$ – мощность акустического передатчика, Вт; $G_{Прд}$ – коэффициент усиления передающей гидроакустической антенны; $\beta_{ГАК}$ – коэффициент затухания

$\alpha_{ГАК}$ выраженный в 1/км; $S_{эфф} = \frac{\lambda_A^2 G_{ПрМ}}{4 \cdot \pi}$ – эффективная площадь приёмной антенны, м²; $G_{ПрМ}$ – коэффициент усиления приёмной гидроакустической антенны; λ_A – длина акустической волны, м.

В результате для гидроакустического канала передачи данных рассчитаны следующие параметры (табл. 1).

Итоговое отношение сигнал-шум определяется по формуле [3]:

$$ОСШ = \frac{P_{Прд} \cdot \frac{\lambda_A^2 G_{Прд} G_{ПрМ}}{(4 \cdot \pi \cdot Lm)^2} \exp(-0,23 \cdot \beta_{ГАК} \cdot L_m)}{N_{\Sigma} \Delta f_A S_{эфф}} =$$

$$= \frac{P_{Прд} \cdot \frac{\lambda_A^2 G_{Прд} G_{ПрМ}}{(4 \cdot \pi \cdot Lm)^2} \exp(-0,23 \cdot \beta_{ГАК} \cdot L_m)}{N_{\Sigma} \Delta f_A \frac{\lambda_A^2 G_{ПрМ}}{4 \cdot \pi}} =$$

$$= \frac{P_{Прд} \cdot \frac{G_{Прд}}{4 \cdot \pi \cdot (Lm)^2} \exp(-0,23 \cdot \beta_{ГАК} \cdot L_m)}{N_{\Sigma} \Delta f_A}, \quad (7)$$

где N_{Σ} – спектральная интенсивность шума, Вт/(м²·Гц).

Спектральная интенсивность шума зависит от многих факторов, случайных и прогнозируемых, поэтому его численная оценка затруднительна и должна быть привязана к конкретному месту эксплуатации [4, 5], с учётом реальных измерений. Зависимость отношения сигнал-шум от скорости передачи данных в предложенном адаптивном гидроакустическом канале при мощности излучателя равной 1 Вт и частоте несущей 21 кГц в зоне умеренного судоходства (шумовая составляющая рассчитана по методике [5]) показана на рис. 3.

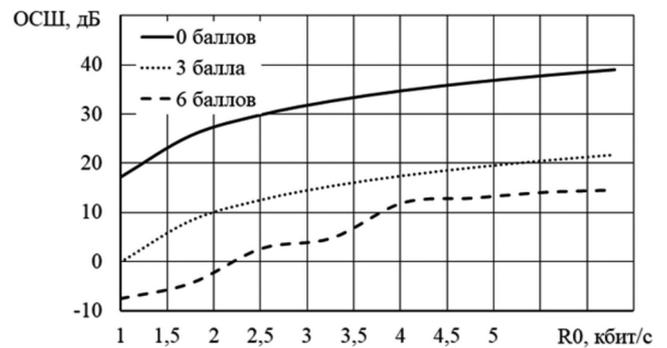


Рис. 3. Зависимости вероятности битовой ошибки от скорости передачи данных при волнении моря 0, 3 и 6 баллов

Из графиков видно, что зависимости имеют сложный характер, увеличение скорости передачи с одной стороны способствует расширению полосы канала, что приводит к уменьшению ОСШ, с другой стороны уменьшается уровень фоновых шумов, что способствует увеличению ОСШ. Из формы кривой видно, что при увеличении волнения моря шумы начинают оказывать существенное влияние на работу гидроакустического канала передачи данных. Рассчитаем вероятность битовой ошибки при ОСШ соответствующем 6 балльному шторму, то есть когда передача данных производится в условиях значительной зашумленности на частоте 21 кГц для модуляции DPSK на усредненном расстоянии из табл. 1 (табл. 2) и на оптимальном расстоянии (табл. 3).

Повышение качества восстановленной речи в подводном канале связи

Рассмотрим возможности повышения качества восстановленной речи в первичных кодеках при действии помех в канале связи на основе модификации алгоритма Хургина-Яковлева [6, 7]. Предложенная модификация обеспечивает возможность параллельной обработки отсчетов сигнала, за счет разложения его на прореженные отсчеты сигнала и его производных. Кроме того, данное представление обеспечит повышение помехоустойчивости за счет наличия фазового сдвига между отсчетами сигнала и его производных. На основе данного представления целесообразно построение адаптивных кодеков РС, обеспечивающих повышение качества восстановленной речи при действии помех в канале связи. В более ранних работах [8...14] проанализировано построение адаптивных кодеков на основе модификации алгоритма Хургина-Яковлева при двухканальной обработке $N = 2$. Показано, что применение данных кодеков обеспечивает выигрыш в качестве восстановленной речи на уровне до 0,2...0,3 баллов согласно ГОСТ Р 50840-95, что зачастую оказывается недостаточно для систем передачи речевой информации.

Рассмотрим воздействие шумов в канале связи на стандартные среднескоростные и низкоскоростные кодеки на основе теоремы В.А. Котельникова. Для построения адаптивных первичных кодеков на основе теоремы В.А. Котельникова необходимо провести исследование воздействия помех в канале связи, обеспечивающих вероятность ошибки P_e на качество речи на выходе первичных кодеков и осуществить выбор алгоритмов кодирования обеспечивающих наилучшее качество в рамках определенных диапазонов скоростей передачи. Для разработки соответствующих рекомендаций проведены исследования известных кодеков РС при действии помех и искажений в канале. В качестве модели искажений принята известная в литературе модель, когда биты передаваемой информации искажаются с вероятностью P_e по случайному закону. Для оценки качества речи использовались десять тестовых акустически взвешенных фраз, приведенных в ГОСТ Р 50840-95.

Речевой материал записан десятью дикторами (3 женщины и 7 мужчин). Запись РС осуществлялась в

специальном помещении кабинетного типа (с размерами 5,7*2,9*3 м и временем реверберации порядка 350 мс) при наличии естественного фонового шума слабого уровня. Для записи использовался профессиональный диктофон Olympus LS-10 (Linear PCM recorder), обеспечивающий возможность записи РС в формате WAV со следующими параметрами: частота дискретизации – 44,1 кГц; разрядность квантования – 16 бит; тип кодирования – ИКМ. Диктофон был установлен на расстоянии 0,5 м перед диктором на уровне его лица. Для исследований выбраны наиболее часто используемые в настоящее время кодеки: LBRAMR (1 кбит/с), LBRAMR (1,2 кбит/с), ММВЕ (1,2 кбит/с), LBRAMR (2 кбит/с), LBRAMR (2,4 кбит/с), ММВЕ (2,4 кбит/с), ICЕLP (4,8 кбит/с), G.723.1 (5,3 кбит/с), ICЕLP (6 кбит/с), G.723.1 (6,3 кбит/с), G 729a (8 кбит/с).

В ходе экспериментальных исследований проведена оценка качества речи на выходе различных групп кодеков: низкоскоростных (1...2,4 кбит/с) и среднескоростных (4,8...8 кбит/с). Графики качества восстановленной речи в зависимости от вероятности ошибки в канале связи P_e приведены на рис. 4. На рис. 4, а приведены зависимости качества для низкоскоростных кодеков: под цифрой 1 – LBRAMR (1 кбит/с), под цифрой 2 – кодек LBRAMR (1,2 кбит/с), под цифрой 3 – кодек ММВЕ (1,2 кбит/с), под цифрой 4 – бит/с).

На рис. 4, б приведены аналогичные зависимости для среднескоростных кодеков: под цифрой 1 – кодек ICЕLP (4,8 кбит/с), под цифрой 2 – кодек G.723.1 (5,3 кбит/с), под цифрой 3 – кодек ICЕLP (6 кбит/с), под цифрой 4 – G.723.1 (6,3 кбит/с), под цифрой 5 – G 729a (8 кбит/с).

Выбраны алгоритмы первичного кодирования, обеспечивающие лучшее качество восстановленной речи на выходе кодека для своей группы. При приблизительно равных оценках качества восстановленной речи (порядка 0,1...0,2 баллов согласно ГОСТ Р 50840-95) предпочтение отдавалось алгоритмам кодирования с наименьшей скоростью передачи. Результаты экспериментальных исследований алгоритмов первичного кодирования для программно-конфигурируемых радиосистем приема, передачи и обработки информации приведены в табл. 4 и 5.

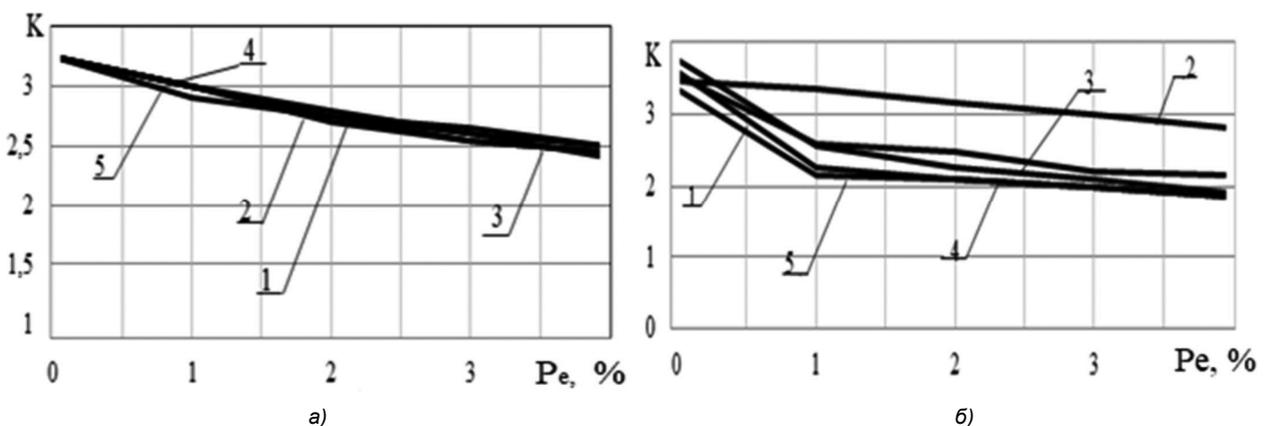


Рис. 4. Зависимости качества восстановленной речи от вероятности ошибки P_e для низкоскоростных кодеков на основе теоремы В.А. Котельникова

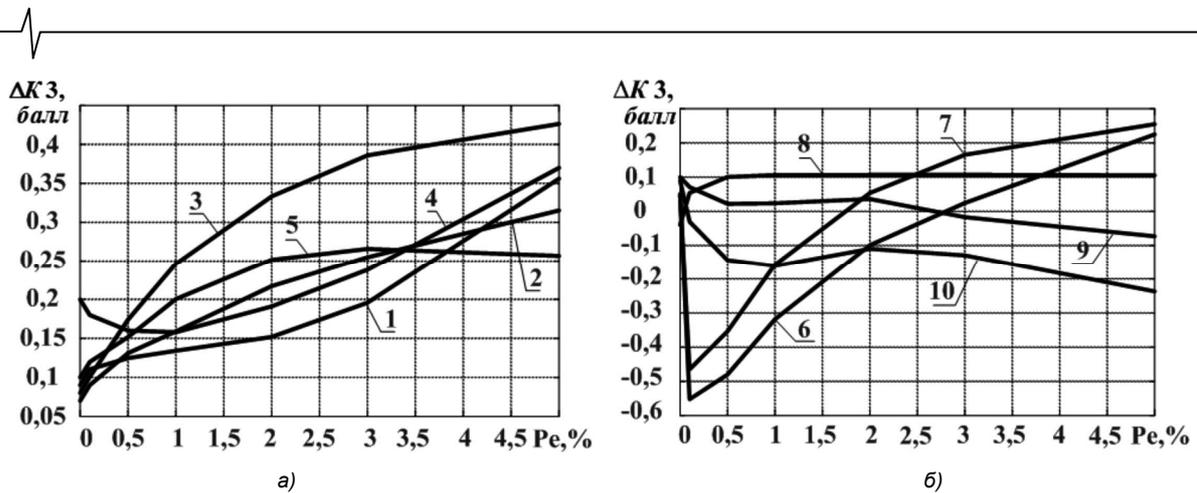


Рис. 5. Выигрыш качества восстановления речевых сигналов условиях помех в канале связи при использовании низкоскоростных кодеков (а), среднескоростных кодеков (б)

Рассмотрим воздействие шумов в канале связи на качество речи на первичный кодек на основе модификации алгоритма Хургина-Яковлева при трехканальной реализации $N = 3$.

Таблица 4. Алгоритмы первичного кодирования РС, обеспечивающие наибольшее качество речи при действии помех в канале связи для низкоскоростных кодеков

| $P_{\text{ош}}, \%$ | Кодек, наиболее устойчивый к помехам |
|---------------------|--------------------------------------|
| 0 | LBRAMR 1 кбит/с. |
| 1 | LBRAMR 1 кбит/с. |
| 2 | MMBE 1.2 кбит/с. |
| 3 | MMBE 2,4 кбит/с. |
| 5 | MMBE 2.4 кбит/с. |

Таблица 5. Алгоритмы первичного кодирования РС, обеспечивающие наибольшее качество речи при действии помех в канале связи для среднескоростных кодеков

| $P_{\text{ош}}, \%$ | Кодек, наиболее устойчивый к помехам |
|---------------------|--------------------------------------|
| 0 | ICELP 6 кбит/с. |
| 1 | G.729a 8 кбит/с. |
| 2 | G.729a 8 кбит/с. |
| 3 | G.729a 8 кбит/с. |
| 5 | G.729a 8 кбит/с. |

На рис. 5, а представлены зависимости выигрыша качества восстановленной речи на выходе разработанной системы от вероятности ошибок (Pe %) на канале связи при использовании следующих низкоскоростных кодеков (под цифрой 1 показан кодек MMBE со скоростью передачи 1,2 кбит/с; под цифрой 2 – кодек MMBE со скоростью передачи 2,4 кбит/с; под цифрой 3 – кодек LBRAMR со скоростью передачи 1 кбит/с; под цифрой 4 – кодек LBRAMR со скоростью передачи 1,2 кбит/с; под цифрой 5 – кодек LBRAMR со скоростью передачи 2,4 кбит/с),

На рис. 5, б представлены зависимости качества восстановленной речи для среднескоростных кодеков (под цифрой 6 – кодек G.723.1 со скоростью передачи 5,3 кбит/с; под цифрой 7 – кодек G.723.1 со скоростью передачи 6,3 кбит/с; под цифрой 8 – кодек G.729a со скоростью передачи 8 кбит/с; под цифрой 9 – кодек

ICELP со скоростью передачи 4,8 кбит/с; под цифрой 10 – кодек ICELP со скоростью передачи 6 кбит/с).

Полученные результаты представляет собой среднюю оценку качества восстановления РС. Сравнение качества восстановления сигнала системы, построенной на основе модификации алгоритма Хургина-Яковлева, с системой на основе теоремы В.А. Котельникова выражается через выигрыш качества $\Delta K_3 = K_{X3} - K_K$. Анализ рис. 5 позволяет сделать вывод, что использование различных алгоритмов первичного кодирования РС оказывает значительное влияние на качество восстановления сигнала после его передачи по зашумлённым каналам:

Как видно из приведенных зависимостей, применение модификации алгоритма Хургина-Яковлева при трехканальной обработке позволяет увеличить качество восстановленной речи до 0,5 баллов согласно ГОСТ Р 50840-95, что позволяет повысить качество восстановленной речи на приеме. Кроме того, показано, что применение модификации алгоритма Хургина-Яковлева позволит повысить дальность помехоустойчивой передачи на 75 км.

Аналогичные выводы справедливы для других подводных систем связи [16...18].

Заключение

В результате исследований показано, что применение модификации алгоритма Хургина-Яковлева в системах помехоустойчивой подводной связи позволит повысить качество восстановленной речи на 0,3...0,5 согласно ГОСТ Р 50840-95 при действии помех в канале связи до 5 % или повысить дальность передачи на 75 км (меньше уровень помех на 2 %).

Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования РФ (FSSN-2020-0003).

Литература

1. Филиппов Б.И. Выбор метода разделения сигналов в гидроакустическом канале управления / Б.И. Филиппов. Вестник РГРТУ. 2018. № 4 (66) часть 1. С. 29-34. DOI: 10.21667/1995-4565-2018-66-4-1-29-34.
2. Филиппов Б.И. Выбор сигналов для гидроакустических каналов связи / Б.И. Филиппов, Г.А. Чернецкий.

Вестник РГРТУ. 2017. № 1 (59). С. 42-51. DOI: 10.21667/1995-4565-2017-59-1-42-52.

3. Филиппов Б.И. Энергетический расчёт гидроакустических линий связи / Б.И. Филиппов. Журнал Вестник АГТУ. Серия Управление, вычислительная техника и информатика, 2016, № 3, с. 67-77

4. Макаров А.И. Передача информации в гидроакустическом канале / А.И. Макаров, В.Д. Дворников, В.К. Копелько. Доклады БГУИР. 2014 № 2, с. 103-118

5. Денисов В.Е. Пропускная способность гидроакустического канала связи / В.Е. Денисов. Russian Technological Journal, 2023;11(1), Р. 31-40. DOI: 10/32362/2500-316X-2023-11-1-31-40

6. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Реализационные возможности и помехоустойчивость процедуры восстановления сигналов. Радиотехника. 2003. № 1. С. 73-75.

7. С.А. Бахурин, В.Т. Дмитриев Исследование точности алгоритмов оценки отсчетов производной в радиотехнических устройствах. Вестник РГРТА Вып. № 13, 2004. С. 32- 35

8. В.Т. Дмитриев Помехоустойчивость кодеков речи на основе алгоритма Хургина-Яковлева. Вестник РГРТА Вып. №12, 2003. С.133-136.

9. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т., Крысяев Д.Е., Попов С.С. Исследование качества передаваемой речевой информации при различном сочетании алгоритмов кодирования источника и канала связи в условиях действия помех. Вестник РГРТУ 2008 № 1 (Выпуск 23). С. 53-56.

10. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Adaptive Primary Speech Signals Codecs for Software-Configured Radio Systems. 2020 1st International Conference Problems of Informatics, Electronics, and Radio Engineering (PIERE) | 978-1-7281-8990-1/20/00 ©2020 IEEE | DOI: 10.1109/PIERE51041.2020.9314648 IEEE Catalog Number: CFP20Y62-ART ISBN: 978-1-7281-8990-1. С. 32-38

11. Дмитриев В.Т. Адаптация кодека CELP к воздействию акустических помех. Вестник РГРТУ. 2021. № 76, С. 25-34.

12. Дмитриев В.Т., Смирнов М.С. Исследование помехоустойчивой и защищенной системы передачи речевых сигналов на основе представления Хургина-Яковлева. Вестник РГРТУ 2022. № 82. С. 27-37.

13. Дмитриев В.Т. Адаптация кодеков речевых сигналов на основе теоремы В.А. Котельникова и модификации алгоритма Хургина-Яковлева к шумам в канале связи. Цифровая обработка сигналов. № 2. 2023. С. 55-60.

14. Дмитриев В.Т., Лантратов С.Ю. Адаптивный алгоритм кодирования на основе кодека CELP и модификации алгоритма Хургина-Яковлева. Вестник РГРТУ. 2024. № 88. С.21-30

15. Дмитриев В.Т., Ву Хоанг Шон Применение трехканальной модификации алгоритма Хургина-Яковлева в алгоритмах первичного кодирования речевых сигналов. Вестник РГРТУ. 2024. № 88. С.3-14.

16. Дмитриев В.Т., Аронов Л.В. Подводный беспроводный оптический канал с двухцветной схемой передачи данных. Цифровая обработка сигналов. № 2. 2023 С. 61-64.

17. С.Н. Кириллов, В.Т. Дмитриев, Л.В. Аронов. Wireless System of High-Speed Underwater Optical Communication for Transmission for Videodata from a Board of a Submersible. 2018 International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon), Vladivostok, Russia, 2018, pp. 1-4. doi: 10.1109/ FarEastCon.2018.8602498.

18. С.Н. Кириллов, И.В. Косткин, В.Т. Дмитриев Оптический канал передачи видеоизображений с подводных мобильных роботов для разных типов волн и климатических зон. Морские информационно-управляющие системы 2014 № 3 (6) С. 44-51.

НОВЫЕ КНИГИ

Шарамет А.В.

Информационное обеспечение систем защиты летательных аппаратов от управляющих средств поражения: Научное издание, М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2023 г. 178 с.: ил.



Рассмотрены вопросы повышения информативности бортового комплекса обороны летательного аппарата для увеличения эффективности его защиты от управляемого ракетного оружия за счет согласованного помехового, маневренного и огневого противодействия. Изложены и систематизированы основные проблемы по защите летательного аппарата от управляемых средств поражения, а также рассмотрены основные пути повышения эффективности его защиты от них. Даны оценочные расчеты отражательных свойств головок самонаведения управляемых ракет класса «воздух-воздух» и «земля-воздух», как объектов радиолокационного наблюдения. Представлено описание и проведен анализ результатов полунатурного экспериментального исследования. На основе векторно-алгебраического подхода к формализации задач определения координат объектов в многопозиционной измерительной системе проведен синтез алгоритма оценки декартовых координат атакующей ракеты по суммарно-дальномерной информации.

Для специалистов, занимающихся вопросами защиты летательных аппаратов, научных работников и инженеров. Может быть полезна аспирантам и студентам вузов.

ПЕРВИЧНЫЕ КОДЕКИ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ВЕЙВЛЕТ-ПАКЕТНОГО РАЗЛОЖЕНИЯ И МОДИФИКАЦИИ АЛГОРИТМА ХУРГИНА-ЯКОВЛЕВА

Дмитриев В. Т., д.т.н., доцент, заведующий кафедрой РУС РГРТУ, e-mail: vol77@rambler.ru

PRIMARY SPEECH CODECS BASED ON WAVELET-PACKET DECOMPOSITION AND MODIFICATION OF THE KHURGIN-YAKOVLEV ALGORITHM

Dmitriev V.T.

The primary codecs of speech signals are investigated with the combined use of wavelet-packet decomposition and a modification of the Khurgin-Yakovlev algorithm. A structural diagram of the processing algorithm is proposed, the most effective type of the parent wavelet and the decomposition depth, as well as the decomposition level and the number of processing channels of the Khurgin-Yakovlev algorithm modification are selected. The quality of the reconstructed speech signal at the output of various primary coding systems of speech signals based on wavelet-packet decomposition is analyzed. The dependences of the speech quality at the output of the transmission system are obtained in accordance with the MOS scale in low-speed information transmission systems depending on the transmission rate at the output for the compression system based on wavelet-packet decomposition and a modification of the Khurgin-Yakovlev algorithm. Based on the obtained data, the analysis of primary coding algorithms that provide the greatest gain in the quality of the reconstructed speech is carried out.

Key words: speech signal compression, wavelet-packet decomposition, modification of the Khurgin-Yakovlev algorithm, coding algorithm, compression ratio, wavelets, low-speed information transmission systems.

Ключевые слова: сжатие речевого сигнала, вейвлет-пакетное разложение, модификация алгоритма Хургина-Яковлева, алгоритм первичного кодирования, коэффициент сжатия, вейвлеты, низкоскоростные системы передачи информации.

Введение

В современных системах передачи речевой информации важно получение оптимального соотношения между минимальной избыточностью передаваемого речевого сигнала (РС), а соответственно минимальной скоростью передачи и максимально возможным качеством восстановленной речи на приемной стороне. Сокращение избыточности позволяет уменьшить издержки операторов связи, позволяя передавать по фиксированному каналу связи с установленной полосой пропускания большее количество телефонных каналов или значительно сократить используемый частотный диапазон канала связи.

На первом этапе развития цифровых сетей связи для передачи РС по каналу связи использовался кодек ИКМ (импульсно-кодовая модуляция) с А или μ – компандером (стандарт G.711) со скоростью передачи 64 Кбит/с. В настоящее время наиболее широко используемым является кодек G.729, обеспечивающий скорость передачи 8 кбит/с, что позволяет сократить используемый частотный диапазон в 8 раз. Наиболее перспективные в настоящее время первичные кодеки осуществляют передачу РС со скоростью 2,4 кбит/с, но не обеспечивают необходимого качества восстановленной речи и минимальной задержке при передаче.

Для решения данной проблемы в работе предложено

Проведено исследование первичных кодеков речевых сигналов при совместном использовании вейвлет-пакетного разложения и модификации алгоритма Хургина-Яковлева. Предложена структурная схема алгоритма обработки, выбран наиболее эффективный вид материнского вейвлета и глубина разложения, а также уровень разложения и количество каналов обработки модификации алгоритма Хургина-Яковлева. Осуществлен анализ качества восстановленного речевого сигнала на выходе различных систем первичного кодирования речевых сигналов на основе вейвлет-пакетного разложения. Получены зависимости качества речи на выходе системы передачи в соответствии со шкалой MOS в низкоскоростных системах передачи информации в зависимости от скорости передачи на выходе для системы сжатия на основе вейвлет-пакетного разложения и модификации алгоритма Хургина-Яковлева. На основе полученных данных проведен анализ алгоритмов первичного кодирования, обеспечивающих наибольший выигрыш качества восстановленной речи.

но использование различных представлений РС, наряду со стандартными алгоритмами кодирования. Ранее для передачи РС использовалось представление РС во временном и частотном виде. Для решения задачи сокращения избыточности передаваемой информации при сохранении качества восстановленной речи на приемной стороне предложено совместно использовать вейвлет-пакетное разложение (ВПР) и модификацию алгоритма Хургина-Яковлева.

ВПР обеспечивает совместную обработку РС как во временной, так и частотной области, обеспечивая выделение отсчетов с максимальной энергетикой [1, 2]. Введение адаптивного порога обеспечивает существенное сокращение избыточности передаваемого РС без заметного снижения качества восстановленной речи на приемной стороне.

Алгоритм Хургина-Яковлева обеспечивает возможность параллельной обработки РС, а также повышение помехоустойчивости, но вносит дополнительную ошибку при восстановлении фазового спектра. Поэтому необходимо использовать модификацию данного алгоритма, обеспечивающую минимизацию ошибки восстановления фазового спектра. Применение модификации алгоритма Хургина-Яковлева позволяет не только снизить ошибку и улучшить помехоустойчивость системы обработки РС [3], но и позволяет снизить требования к вычислительным затратам в системах кодирования и обработки РС [4].

Таким образом, целью работы является разработка первичных кодеков РС на основе ВПР и модификации алгоритма Хургина-Яковлева с целью повышения эффективности алгоритмов обработки речи за счет повышения коэффициента сжатия, повышения помехоустойчивости, а также повышения качества восстановленной речи на приемной стороне.

Разработка структурной схемы системы обработки на основе ВПР и модификации алгоритма Хургина-Яковлева

Вейвлеты представляют собой функции определенной формы, локализованные по оси аргументов (независимых переменных), инвариантные к сдвигу и линейные к операции масштабирования (сжатия/растяжения). Они определяются с помощью базисных функций, которые определяют их вид и свойства. Вейвлет-анализ позволяет использовать длительные интервалы времени там, где нужна более точная низкочастотная информация, и более короткие области там, где нужна высокочастотная информация. Одним из основных преимуществ, предоставляемых вейвлетами, является возможность выполнять локальный анализ, то есть анализировать локализованную область большего сигнала. Вейвлет-анализ способен выявлять параметры информации, которые другие методы анализа сигналов не способны определить [5]. В настоящее время для вейвлет-пакетной обработки РС применяются вейвлеты Добеши, Меера, биортогонального вейвлета.

Применение вейвлет-пакетной обработки РС обеспечивает дополнительное снижение избыточности передаваемой информации за счет введения пороговой обработки, что обеспечивает незначительное снижение

качества восстановленной речи на приеме.

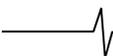
Представление Хургина-Яковлева наряду с ВПР обеспечивает возможность параллельной обработки сигнала. Это обеспечивает ускорение обработки блоков отсчетов сигнала за счет многопроцессорной обработки, а также уменьшение вычислительных затрат за счет использования операции быстрого преобразования Фурье. Кроме того, как показано в [6...11], применение модификации алгоритма Хургина-Яковлева обеспечивает повышение помехоустойчивости передаваемой информации и снижение шумов квантования за счет фазового сдвига между отсчетами сигнала и его производных.

Необходимо рассмотреть возможности совместного использования предложенной модификации алгоритма Хургина-Яковлева и ВПР с основными первичными кодеками РС для достижения наибольшей эффективности алгоритмов первичного кодирования с точки зрения повышения качества восстановленной речи на приеме и помехоустойчивости передаваемой информации. На рис. 1 представлена структурная схема кодера (а) и декодера (б) на основе ВПР и модификации алгоритма Хургина-Яковлева.

Разрабатываемый кодек состоит из блока ВПР, блока обработки согласно модификации алгоритма Хургина-Яковлева, а также вторичного кодера. Декодированная часть состоит из первичного декодера, блока фильтров Хургина-Яковлева и блока обратного ВПР. В передающей части исходный сигнал в аналоговой форме поступает на аналого-цифровой преобразователь, где происходит его дискретизация с заданной частотой, далее, сигнал поступает на вход блока ВПР, где происходит его сжатие заданным видом материнского вейвлета. После дискретизации исходный сигнал поступает на блок ВПР. Преобразуемый сигнал поступает на фильтры нижних и верхних частот, которые делят диапазон частот исходного сигнала на две половины, образуя низкочастотные и высокочастотные компоненты сигнала, имеющего в два раза более узкую полосу частотных составляющих. После фильтров децимированные отсчеты сигнала поступают на элемент прореживания, которое пропускает только каждый второй отсчет со своего входа, поскольку каждое второе значение несет в себе избыточную информацию. Низкочастотный (НЧ) фильтр можно представить усреднением двух со



Рис. 1. Структурная схема кодера (а) и декодера (б) на основе ВПР и модификации алгоритма Хургина-Яковлева



седних точек, а высокочастотный (ВЧ) – численным дифференцированием, в которых вычисляется свертка (цифровая фильтрация).

В работе [3] показано, что наиболее эффективным видом материнского вейвлета является биортогональный сплайн-вейвлет с коэффициентами фильтра 3 и 5, с 4-м уровнем разложения. Для сигналов с частотой дискретизации 16 кГц данное ВПР позволяет в 2 раза сжать исходный сигнал, получив при этом качество восстановленной речи на выходе системы передачи с оценкой 3,34 по шкале MOS.

С выхода блока ВПР сигнал поступает на блок обработки согласно модификации алгоритма Хургина-Яковлева. Сигнал поступает на дифференциатор, где происходит получение отсчетов производной, согласно предложенному в работе алгоритму [13]. Далее дискретные отсчеты сигнала и производной поступают в дециматор, где происходит отброс каждого второго отсчета сигнала и производной. Процедура обработки сигнала на основе модификации алгоритма Хургина-Яковлева [4] показана на рис. 2.

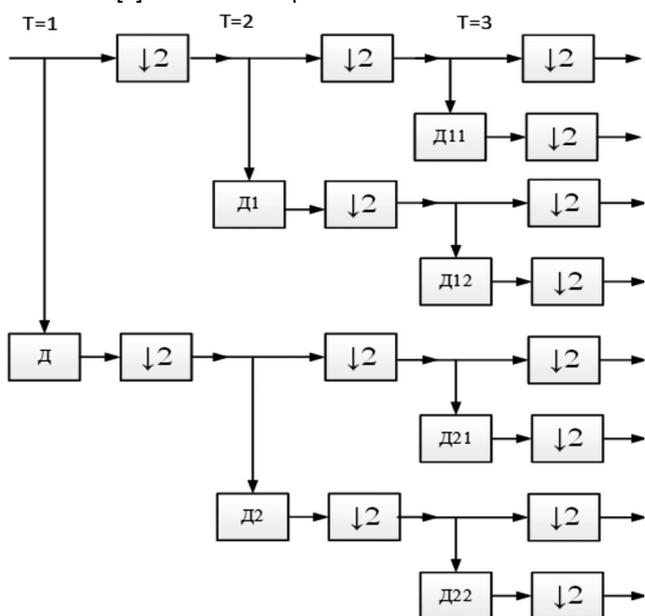


Рис. 2. Структурная схема блока Хургина-Яковлева осуществляющего обработку сигналов на основе модификации алгоритма Хургина-Яковлева при трёхкратном разложении исходного сигнала при $N = 2$

Искаженные в канале связи отсчеты сигнала и производной поступают в двухканальный приемник. После декодирования в декодере отсчеты сигнала и производной попадают на интерполятор, где происходит вставка между соседними отсчетами входного сигнала нулевых отсчетов. Затем отсчеты сигнала и производной поступают на синтезирующие фильтры [3].

Описание эксперимента

Целью экспериментальных исследований является обеспечение качества восстановленного сигнала на основании шкалы MOS не ниже 3,5 баллов при скорости передачи до 2,4...4,8 кбит/с, а также обоснование выбора вида материнского вейвлет-пакета и его уровня раз-

ложения, выбора уровня разложения модификации алгоритма Хургина-Яковлева. На основе полученных результатов осуществляется сравнение эффективности предложенного алгоритма кодирования, с низкоскоростными кодеками на основе существующих стандартов кодирования и различными вариантами построения схемы кодирования с использованием ВПР и/или модификации алгоритма Хургина-Яковлева.

Для обоснования выбора именно этого вида ВПР и его уровня разложения проведем экспериментальные исследования, которые позволят определить уровень разложения вейвлета и вид ВПР, дающий наилучшее качество восстановленной речи при наибольшем сжатии. В качестве исходных РС выбрано 10 реализаций РС с частотой дискретизации 8 кГц и 10 реализаций РС с частотой дискретизации 16 кГц. Ввод и дискретизация РС осуществляются с помощью звуковой карты ЭВМ, а алгоритмы обработки выполнены в пакете MATLAB версии R2020 с дополнительным пакетом расширений WaveletToolbox.

В качестве исходных сигналов примем РС, сжатые в блоке ВПР с помощью биортогонального сплайн вейвлета 3.5, представляющие собой 10 реализаций РС с частотой дискретизации 8 кГц и 10 реализаций РС с частотой дискретизации 16 кГц. При этом задано несколько значений коэффициентов сжатия, равных 25 %, 50 % и 75 %. Оценка качества производится с помощью программы-функции Matlab, оценивающей качества речи, согласно стандарту ITU-T P.862.2 (PESQ версии 2.0).

Экспериментальные исследования первичных кодеков речевых сигналов на основе ВПР и модификации алгоритма Хургина-Яковлева

Проведены исследования алгоритмов ВПР при обработке РС. Данные исследования показывают влияние вида материнского вейвлета (вейвлеты Хаара, Добеши, биортогональный вейвлет и вейвлет и Мейера) и уровня ВПР на качество восстановленной речи и коэффициент сжатия.

В табл. 1 приведены зависимости коэффициента сжатия от вида материнского вейвлета и уровня разложения. На основе анализа данных, приведенных в табл. 1, в качестве материнского вейвлета целесообразно выбрать биортогональный сплайн-вейвлет с коэффициентами фильтра 3 и 5, с 4-м уровнем разложения, который обеспечивает наилучшее качество восстановленной речи.

Для определения максимально эффективного уровня разложения модификации алгоритма Хургина-Яковлева проведем исследование алгоритма с однократным, двукратным, трехкратным и четырехкратным разложением. Выбор оптимального уровня будет осуществлён по параметру качества речи, после прохождения алгоритма обработки на основе модификации алгоритма Хургина-Яковлева.

В результате в табл. 2 получена зависимость оценки качества речи, согласно шкале MOS, от уровня разложения Хургина-Яковлева при двухканальной реализации при $N = 2$ для различных коэффициентов сжатия.

Таблица 1. Зависимости качества восстановленной речи и коэффициента сжатия от вида материнского вейвлета и уровня разложения

| Исследуемый алгоритм | 2 уровень | | 3 уровень | | 4 уровень | | 5 уровень | |
|-----------------------------|-----------------|--------|-----------------|--------|-----------------|--------|-----------------|--------|
| | Оценка качества | Kc (%) |
| Вейвлет Хаара | 3,31 | 42 | 2,89 | 28 | 2,71 | 25 | 2,64 | 23 |
| Вейвлет Добеши | 4,2 | 63 | 3,62 | 58 | 2,99 | 54 | 2,99 | 48 |
| Биортогональный вейвлет 3.5 | 4,27 | 60 | 4,08 | 53 | 3,34 | 48 | 2,97 | 42 |
| Вейвлет Мейера | 4,40 | 62 | 4,16 | 55 | 3,13 | 51 | 2,66 | 44 |

Таблица 2. Зависимость качества речи от уровня разложения T модификации алгоритма Хургина-Яковлева

| Уровень разложения T | Оценка качества речи при Kc = const = 25 % | Оценка качества речи Kc = const = 50 % | Оценка качества речи Kc = const = 75 % |
|----------------------|--|--|--|
| 1 | 3,98 | 3,41 | 2,17 |
| 2 | 3,99 | 3,43 | 2,19 |
| 3 | 4,01 | 3,52 | 2,21 |
| 4 | 3,88 | 3,08 | 2,17 |

Таблица 3. Результаты сравнения эффективности различных алгоритмов первичного кодирования PC

| алгоритм кодирования | Оценка качества речи при Kc=const=25% | Оценка качества речи Kc=const=50% | Оценка качества речи Kc=const=75% |
|---|---------------------------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|
| Схем кодирования на основе ВПР | 3,86 | 3,34 | 2,44 |
| Схема кодирования на основе ВПР и модификации алгоритма Хургина-Яковлева | 4,04 | 3,62 | 2,19 |
| Схема кодирования заменой на первой ступени ВПР модификацией алгоритма Хургина-Яковлева | 3,71 | 3,25 | 2,22 |

Графики зависимостей оценки качества PC от уровня разложения Хургина-Яковлева для различных коэффициентов сжатия, определяемых порогом после ВПР представлен на рис. 3. Кривая 1, на рис. 3, представляет собой оценку качества восстановленной речи на выходе первого уровня разложения модификации алгоритма Хургина-Яковлева, кривая 2 представляет второй уровень разложения модификации алгоритма Хургина-Яковлева, кривая 3 представляет третий уровень разложения, кривая 4 представляет четвертый уровень разложения.

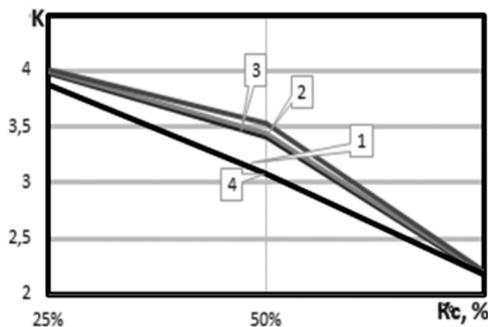


Рис. 3. Зависимость качества PC от коэффициента сжатия для различных уровней разложения Хургина-Яковлева

Как видно из полученных зависимостей, наилучшее значения качества речи обеспечивает третий уровень разложения. При таком представлении обеспечивается достаточно простая реализация синтезирующих фильтров, возникает возможность использовать производные более высших порядков и сохраняются возможно-

сти к дальнейшему распараллеливанию вычислений. В то же время, при этом значительно усложняется схема системы передачи сигнала, за счет увеличения числа дифференциаторов, дециматоров и синтезирующих фильтров.

Проведем сравнение эффективности алгоритма кодирования PC на основе ВПР и модификации алгоритма Хургина-Яковлева. Результаты сравнения эффективности различных моделей кодирования по сравнению с предложенным алгоритмом на основе ВПР и модификации алгоритма Хургина-Яковлева приведены в табл. 3.

Графики зависимости качества восстановленной речи на выходе системы передачи от коэффициента сжатия для различных алгоритмов кодирования представлен на рис. 4.

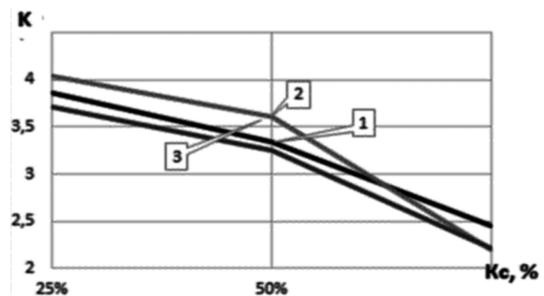


Рис. 4. Зависимости качества восстановленной речи от коэффициента сжатия для анализируемых систем

На графике введены следующие обозначения: 1 – схема кодирования на основе ВПР, 2 – схема кодирования на основе ВПР и модификация алгоритма Хургина-

Яковлева, 3 – схема кодирования заменой на первой ступени ВПР модификацией алгоритма Хургина-Яковлева.

В результате эксперимента показано, что наилучшие показатели качества обеспечивает схема кодирования на основе ВПР и модификации алгоритма Хургина-Яковлева. Применение алгоритма обработки на основе модификации алгоритма Хургина-Яковлева после ВПР позволяет улучшить качество восстановленной речи в среднем на 0,3 балла согласно шкале MOS.

Проведем исследование эффективности алгоритма кодирования РС на основе ВПР и модификации алгоритма Хургина-Яковлева для различных низкоскоростных кодеков РС: MMBE 1,2 кбит/с; RMMBE 2,4 кбит/с; ITU ICELP 4,8 кбит/с; ITU G.723.1 6,3 кбит/с [14]. Исследования осуществлялись при наличии ошибок в канале связи, вероятность которых изменялась в пределах от 0 до 100 %. Результаты экспериментальных исследований оценки качества восстановленной речи для различных сочетаний алгоритмов первичного кодирования приведены в табл. 3.

На рис. 5 приведены графики зависимости качества восстановленной речи для исследуемого сочетания ВПР и модификации алгоритма Хургина-Яковлева сов-

местно с рассмотренными алгоритмами низкоскоростного кодирования от коэффициента ошибок в канале связи при различной вероятности ошибок: а – при нулевой вероятности ошибки в канале связи (идеальный случай), б – при вероятности ошибки в канале связи 1 %, в – при вероятности ошибки в канале связи 5 %.

На графиках под цифрой 1 обозначены зависимости качества речи на выходе стандартных низкоскоростных кодеков на основе теоремы В.А. Котельникова, под цифрой 2 – качества восстановленной речи на выходе комбинации ВПР и стандартных низкоскоростных кодеков, под цифрой 3 – качества восстановленной речи на выходе комбинации ВПР, модификации алгоритма Хургина-Яковлева и стандартных низкоскоростных кодеков.

Как видно из анализа приведенных зависимостей, применение ВПР обеспечивает снижение скорости передачи речевого трафика, а применение модификации алгоритма Хургина-Яковлева обеспечивает дополнительную помехоустойчивость и повышение качества восстановленной речи до 0,7 балла, согласно шкале MOS, относительно классических низкоскоростных кодеков на основе теоремы В.А. Котельникова.

Таким образом, разработанный алгоритм кодирования может позволить достичь скорости кодирования

Таблица 3. Результаты исследования оценки качества восстановленной речи для различных систем кодирования в зависимости от ошибок в канале связи

| Кодек | Кс, % | Скорость, кбит/с | Оценка качества речи при различном проценте ошибок в канале связи | | | | |
|--|-------|------------------|---|------|------|------|------|
| | | | 0% | 1% | 5% | 50% | 100% |
| ММВЕ 1,2 кбит/с | - | 1,20 | 3,47 | 3,25 | 3,08 | 2,09 | 1,37 |
| ВПР + ММВЕ 1,2 кбит/с | 42 | 0,70 | 3,17 | 3,01 | 2,97 | 2,47 | 1,07 |
| ВПР+модификация алгоритма Хургина-Яковлева+ ММВЕ 1,2 кбит/с | 39 | 0,74 | 3,27 | 3,06 | 2,97 | 2,56 | 1,25 |
| RMMBE 2,4 кбит/с | - | 2,40 | 3,55 | 3,21 | 2,85 | 2,17 | 1,49 |
| ВПР+RMMBE 2,4 кбит/с | 42 | 1,39 | 3,97 | 3,46 | 2,94 | 2,18 | 1,51 |
| ВПР+ модификация алгоритма Хургина-Яковлева+ RMMBE 2,4 кбит/с | 39 | 1,46 | 4,03 | 3,53 | 3,01 | 2,27 | 1,60 |
| ICELP 4,8 кбит/с | - | 4,8 | 4,15 | 4,02 | 3,88 | 3,10 | 1,65 |
| ВПР+ICELP 4,8 кбит/с | 42 | 2,78 | 3,64 | 3,57 | 3,33 | 3,00 | 1,61 |
| ВПР+ модификация алгоритма Хургина-Яковлева +ICELP 4,8 кбит/с | 39 | 2,93 | 4,20 | 3,72 | 3,64 | 3,27 | 1,63 |
| ITU G.723.1 6,3 кбит/с | - | 6,3 | 4,28 | 4,12 | 3,93 | 3,21 | 2,09 |
| ВПР+ITU G.723.1 6,3 кбит/с | 42 | 3,65 | 3,50 | 3,42 | 3,36 | 3,10 | 1,93 |
| ВПР + модификация алгоритма Хургина-Яковлева +ITU G.723.1 6,3 кбит/с | 39 | 3,84 | 4,32 | 3,69 | 3,58 | 3,26 | 2,01 |

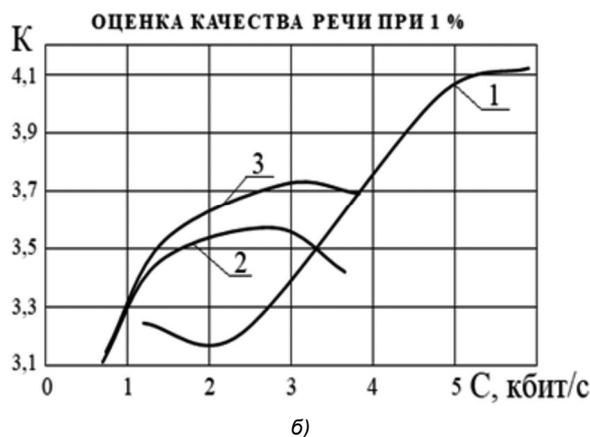




Рис. 5. Зависимости качества восстановленной речи от скорости передачи при различной вероятности ошибок в канале связи

всего 1,46 кбит/с при качестве речи порядка 4 баллов, согласно шкале MOS, при использовании в качестве вторичного декодирования кодек RMMBE 2,4 кбит/с.

В результате экспериментальных исследований можно сделать вывод, что предложенный алгоритм кодирования на основе ВПР и модификации алгоритма Хургина-Яковлева позволяет обеспечивать кодирование РС с высоким качеством восстановленной речи при приеме при действии шумов в канале связи, обладая при этом достаточно низкой скоростью кодирования.

Заключение

Предложен алгоритм кодирования РС на основе ВПР и модификации алгоритма Хургина-Яковлева. Алгоритм кодирования может применяться в компьютерной телефонии для передачи РС со скоростью 1,46 кбит/с при хорошем качестве восстановленной речи на уровне 4 баллов, согласно шкале MOS. Кодер управляется сигнальным микропроцессором и может быть рекомендован для применения в технике связи. В результате экспериментальных исследований показано:

1. Использование модификации алгоритма Хургина-Яковлева позволяет улучшить качество восстановленной речи в среднем на 0,3 балла, согласно шкале MOS, при использовании алгоритма обработки на основе модификации алгоритма Хургина-Яковлева после ВПР.

2. Применение схемы кодирования на основе ВПР и модификации алгоритма Хургина-Яковлева является наиболее эффективной с точки зрения качества восстановленной речи.

3. Наиболее эффективным видом ВПР является биортогональный сплайн-вейвлет 3.5 с уровнем разложения 4.

4. В сравнении с существующими низкоскоростными кодеками (до 4,8 кбит/с) разработанный алгоритм кодирования позволяет достичь более высоких оценок качества речи на выходе системы передачи при почти в вдвое меньшей скорости, т.е. применение данного алгоритма позволяет получить в два раза большую избыточность при приемлемом качестве речи.

Литература

- Блаттер К. Вейвлет-анализ. Основы теории. Техносфера. М. 2004. 280с.
- Кириллов С.Н., Зорин С.В. Применение алгоритмов вейвлет-анализа для сжатия речевых сигналов в IP-телефонии. Электросвязь. 2001. № 4. С.40-43.
- Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Помехоустойчивость и реализуемость процедуры восстановления сигналов на основе алгоритма Хургина-Яковлева. Радиотехника. 2003. № 1. С.73-76.

- Дмитриев В.Т., Харланова Е. А. Алгоритм кодирования речевых сигналов на основе представления Хургина-Яковлева и вейвлет-пакетного разложения. Вестник РГРТУ. 2010. № 1 (31). С. 98-101.

- Лобов Т.А. Выбор оптимального вида вейвлет-пакета с целью эффективного сжатия речевого сигнала. Новые информационные технологии в научных исследованиях: материалы XXVI ВНТК студентов, молодых ученых и специалистов. Межвузовский сборник научных трудов. Рязань: РГРТУ, 2021. С. 75-76.

- В.Т. Дмитриев Помехоустойчивость кодеков речи на основе алгоритма Хургина-Яковлева. Вестник РГРТА Вып. № 12, 2003. С. 133-136.

- Дмитриев В.Т., Смирнов М.С. Исследование помехоустойчивой и защищенной системы передачи речевых сигналов на основе представления Хургина-Яковлева. Вестник РГРТУ. 2022 № 82. С. 27-37.

- Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Устойчивость первичных кодеков речевых сигналов на основе представления Хургина-Яковлева к действию акустических шумов. Вестник РГРТУ. 2019. № 3. С. 17-25.

- В.Т. Дмитриев, А.Ф. Янак Исследование воздействия акустических шумов на первичные кодеки речевых сигналов. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2016. № 2 (Выпуск 56) С. 38-44.

- Дмитриев В.Т. Адаптация кодеков речевых сигналов на основе теоремы В.А. Котельникова и модификации алгоритма Хургина-Яковлева к шумам в канале связи. Цифровая обработка сигналов № 2. 2023 С. 55-60.

- Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Adaptive Primary Speech Signals Codecs for Software-Configured Radio Systems// 2020 1st International Conference Problems of Informatics, Electronics, and Radio Engineering (PIERE) | 978-1-7281-8990-1/20/00 ©2020 IEEE | DOI: 10.1109/PIERE51041.2020.9314648 IEEE Catalog Number: CFP20Y62-ART ISBN: 978-1-7281-8990-1. pp. 32-38

- Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Adaptive Primary Speech Signals Codecs for Software-Configured Radio Systems. 2020 1st International Conference Problems of Informatics, Electronics, and Radio Engineering (PIERE) | 978-1-7281-8990-1/20/00 ©2020 IEEE | DOI: 10.1109/PIERE51041.2020.9314648 IEEE Catalog Number: CFP20Y62-ART ISBN: 978-1-7281-8990-1 –С. 32-38.

- С.А. Бахурин, В.Т. Дмитриев Исследование точности алгоритмов оценки отсчетов производной в радиотехнических устройствах. Вестник РГРТА Вып. № 13, 2004 С. 32-35.

- Зюко А.Г., Банкет В.Л., Лехан В.Ю. Методы низкоскоростного кодирования при передаче речи. Зарубежная радиоэлектроника. 1986. № 11. С. 53-69.

ПОДХОД К КОРРЕКЦИИ АВТОНОМНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

Клочко В.К., д.т.н., профессор РГРТУ им. В.Ф. Уткина, e-mail: klochkovk@mail.ru

THE APPROACH TO CORRECTION OF AUTONOMOUS NAVIGATION SYSTEM

Klochko V.K.

An approach to correction of an autonomous navigation system when accompanied by a moving object is proposed. The approach is based on the classification of singular points of the reference and current image of the terrain to correct the movement of the object and differs in the presence of a classification criterion for the minimum square of the norm of the error vector of conjugation pairs of singular points. The aim of the work is to develop a method for analyzing singular points obtained on the basis of optical and radar images of the terrain in an autonomous navigation system. An algorithm for correcting the movement of an object is proposed, which allows using fast matrix operations for solving linear algebraic equations instead of the correlation function, taking into account the spatial orientation of the object, determining the vector of the direction of movement of the object to an even position at current moments along an extrapolated trajectory and combining the operation of an onboard radar with the operation of an optical station.

Key words: autonomous navigation, aircraft, reference and current images, singular points, airborne radar, optical station.

Ключевые слова: автономная навигация, летательный аппарат, эталонное и текущее изображения, опорные точки, бортовая РЛС, оптическая станция.

Введение

Последнее десятилетие беспилотные летательные аппараты и их навигация являются объектами повышенного внимания, о чем свидетельствует поток публикаций на эту тему, например [1 – 3]. При разработке современных навигационных систем для беспилотных летательных, наземных, водных и подводных аппаратов стоит задача совершенствования существующих методов навигации [4, 5] для их применения в условиях автономного движения без поддержки спутниковых и радионавигационных данных. Применение в таких условиях инерциальных навигационных систем ограничено, так как они имеют свойство накапливать погрешности. Существует множество научных и практических работ, посвященных системам автономной навигации. Наибольшее распространение на практике получили корреляционно-экстремальные системы навигации (КЭСН), основанные на обработке оптических, тепловых и радиоизображений [6]. Известно большое количество методов решения задач КЭСН: методы анализа оптического потока; методы морфологического анализа изображений; методы, основанные на сопоставлении изображений в целом; методы, основанные на сопоставлении элементов (особых точек) и локальных участков изображений. Преимущество последних методов (анализ особых точек) состоит в использовании инвариантного описания изображений, позволяющего сопровождать объекты в условиях взаимных геометрических преобразований текущего и эталонного изображений, например [7 – 10]. Направлению анализа особых точек для коррекции траектории движения летательных аппаратов (ЛА) в авто-

Предложен подход к коррекции автономной навигационной системы при сопровождении движущегося объекта. Подход основан на классификации особых точек эталонного и текущего изображения местности для коррекции движения объекта и отличается наличием критерия классификации по минимуму квадрата нормы вектора ошибок сопряжения пар особых точек. Целью работы является развитие метода анализа опорных точек, полученных на базе оптических и радиолокационных изображений местности в автономной навигационной системе. Предложен алгоритм коррекции движения объекта, позволяющий использовать вместо корреляционной функции быстрые матричные операции решения линейных алгебраических уравнений, учитывать пространственную ориентацию объекта, определять вектор направления движения объекта к расчетному положению в текущие моменты времени по экстраполированной траектории и совмещать работу бортовой РЛС с работой оптической станции.

номных КЭСН придерживается данная работа.

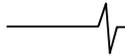
Целью работы является развитие метода анализа опорных точек, полученных на базе оптических и радиоизображений местности в автономной навигационной системе. Предлагается подход, заключающийся в коррекции траектории движения ЛА на основе сопоставления опорных точек эталонного изображения (ЭИ) и текущего изображения (ТИ) по определенному критерию сопряжения.

Анализ известного подхода

Рассмотрим подход к построению автономной КЭСН, основанный на сравнении текущего и эталонного изображений местности и вычислении поправок горизонтальных смещений ЛА при наличии измерений высоты полета [4]. Эти поправки учитываются при коррекции траектории движения ЛА.

Алгоритмически подход сводится к следующему.

1. По электронной карте местности, представляющей ЭИ в прямоугольной наземной системе координат



$O_1X_1Y_1Z_1$ рассчитывается траектория движения ЛА в виде зависимости координат $x_1(t), y_1(t), z_1(t)$ точки положения ЛА $M_1(x_1, y_1, z_1)$ от времени t , где $z_1(t) = h_1(t)$ – высота полета.

2. Формируется плоское (двумерное) радио-ТИ участка местности с помощью бортовой РЛС или двумерное оптическое ТИ с помощью оптической станции в текущий момент времени t в системе координат ЛА $O_2X_2Y_2Z_2$, где точка O_2 совпадает с точкой $M_2(x_2, y_2, z_2)$ положения ЛА в момент времени t в наземной системе координат $O_1X_1Y_1Z_1$.

3. Измеряется высота полета ЛА $h_2(t)$ с помощью бортовой аппаратуры и с учетом $\Delta h = h_2(t) - h_1(t)$ масштабируется ТИ по отношению к ЭИ.

4. Изображения ЭИ и ТИ совмещаются и вычисляется корреляционная функция $f(\Delta x, \Delta y)$, зависящая от горизонтальных смещений $\Delta x(t) = x_2(t) - x_1(t)$ и $\Delta y(t) = y_2(t) - y_1(t)$ ТИ относительно ЭИ в системе координат $O_1X_1Y_1Z_1$.

5. Находятся экстремальные значения $\Delta x^*(t)$ и $\Delta y^*(t)$, на которых достигается наибольшее значение функции $f_{\text{наиб}} = f(\Delta x^*, \Delta y^*)$.

6. Осуществляется коррекция движения ЛА путем изменения высоты $h_2(t)$ во времени t до расчетного значения $h_1(t)$ и изменения положения ЛА от точки $O_2(x_2, y_2)$ до расчетной точки $O_1(x_1, y_1)$, совпадающей с $M_1(x_1, y_1, z_1)$, в системе координат $O_1X_1Y_1Z_1$, где $x_1(t) = x_2(t) - \Delta x^*(t)$ и $y_1(t) = y_2(t) - \Delta y^*(t)$.

Отметим недостатки данного подхода.

1. Вычисление корреляционной функции на основе изображений местности требует больших вычислительных затрат.

2. Пространственная ориентация ЛА в системе координат

$$Y_k = \begin{bmatrix} M_1(1) \\ \dots \\ M_1(m_k) \end{bmatrix}, \quad M_1(i) = \begin{bmatrix} x_1(i) \\ y_1(i) \\ z_1(i) \end{bmatrix}, \quad X_k = \begin{bmatrix} X_{k1} \\ \dots \\ X_{k,m_k} \end{bmatrix},$$

$$X_{ki} = \begin{bmatrix} x_2(j_i) & y_2(j_i) & z_2(j_i) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & x_2(j_i) & y_2(j_i) & z_2(j_i) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & x_2(j_i) & y_2(j_i) & z_2(j_i) \end{bmatrix},$$

где дополнительно в составе 3×12 -матрицы X_{ki} расположены еще 3 последние столбца $[1 \ 0 \ 0]^T$, $[0 \ 1 \ 0]^T$, $[0 \ 0 \ 1]^T$.

Затем вычисляется 12×1 -вектор P_k параметров ориентации ТИ относительно ЭИ по формуле

$$P_k = (X_k^T X_k)^{-1} X_k^T Y_k, \quad (1)$$

где в составе $P_k = (p_1, p_2, \dots, p_9, b_x, b_y, b_z)^T$ находятся 9 параметров матрицы H_k поворота осей системы

нат $O_1X_1Y_1Z_1$ не учитывается, что не позволяет правильно совмещать ЭИ и ТИ с учетом угловых отклонений системы координат $O_2X_2Y_2Z_2$ относительно $O_1X_1Y_1Z_1$.

3. Отсутствует информация о направлении движения ЛА по результатам коррекции положения ЛА.

4. В случае использования РЛС работа станции ведется непрерывно в активном режиме излучения зондирующего сигнала и подвержена внешним радиопомехам.

Предлагаемый подход

Для устранения указанных недостатков предлагается следующий подход.

1. Рассчитывается траектория движения ЛА по электронной карте местности (ЭИ) в виде зависимости координат $x_1(t), y_1(t), z_1(t)$ положения ЛА $O_1(x_1, y_1, z_1)$ во времени t в наземной системе координат $O_1X_1Y_1Z_1$.

2. Включается периодически бортовая РЛС, формируется радио-ТИ и после этого РЛС временно выключается.

3. По определенному правилу [7 – 10] находятся опорные точки $M_1(i)$, $i = \overline{1, n_1}$, в количестве n_1 в трехмерной системе координат $O_1X_1Y_1Z_1$ ЭИ и по такому же правилу находятся опорные точки $M_2(j) = M_2(x_2, y_2, z_2)$, $j = \overline{1, n_2}$, в количестве n_2 в трехмерной системе координат $O_2X_2Y_2Z_2$ ТИ.

4. Осуществляется перебор k -х вариантов соединения точек $M_1(i)$, $i = \overline{1, n_1}$, и $M_2(j)$, $j = \overline{1, n_2}$, в m_k непересекающихся сопряженных пар $M_1(i)$ и $M_2(j_i)$, где номер j_i поставлен в соответствие номеру i , $i = \overline{1, m_k}$, $m_k \leq \min(n_1, n_2)$, $m_k > 12$.

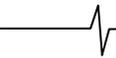
5. Для каждого k -го варианта соединения сопрягаемых пар координаты точек $M_1(i)$, $i = \overline{1, m_k}$, помещаются в $3m_k \times 1$ – вектор Y_k , а координаты соответствующих им точек $M_2(j_i)$ помещаются в $3m_k \times 12$ -матрицу X_k :

$O_2X_2Y_2Z_2$ относительно $O_1X_1Y_1Z_1$:

$$H_k = \begin{bmatrix} p_1 & p_2 & p_3 \\ p_4 & p_5 & p_6 \\ p_7 & p_8 & p_9 \end{bmatrix}$$

и 3 координаты вектора $b_k = (b_x, b_y, b_z)^T$, соединяющего точки O_1 и O_2 .

6. В каждом k -м варианте соединения опорных точек $M_1(i)$ и $M_2(j_i)$ в i -й паре вычисляется показатель сопряжения



$$J_{ik} = (M_1(i) - H_k M_2(j_i) - b_k)^T \times (M_1(i) - H_k M_2(j_i) - b_k) \quad (2)$$

и суммарный показатель $J_k = \sum_{i=1}^m J_{ki}$.

7. Выбирается k^* -й вариант соединения опорных точек с наименьшим значением показателя J_{k^*} при условии $J_{k^*} \leq \gamma$, где γ – заданный порог, и запоминаются матрица H_{k^*} и вектор b_{k^*} .

8. Включается оптическая станция и формируется оптическое ТИ. Находятся по определенному правилу на ЭИ опорные точки в трехмерной системе координат ЭИ, а также опорные точки в двумерной системе координат ТИ. Двумерные координаты опорных точек ТИ переводятся в трехмерные координаты ортов векторов направлений в системе координат $O_2 X_2 Y_2 Z_2$.

9. Осуществляется перебор k -х вариантов соединения опорных точек ЭИ и ортов векторов направлений ТИ в m_k сопрягаемых пар ($m_k > 12$), при этом в каждом k -м варианте для каждой сопрягаемой пары вычисляются трехмерные координаты опорной точки ТИ по формуле

$$M_{ТИ} = \hat{r}a, \quad \hat{r} = a^T H_k^T \cdot (M_{ЭИ} - b_k),$$

где $M_{ЭИ}$ – опорная точка ЭИ, a – 3×1 -орт вектора направления ТИ; \hat{r} – оценка дальности до опорной точки в системе координат ТИ.

10. Помещаются координаты опорных точек ЭИ в $3m_k \times 1$ -вектор Y_k , а координаты опорных точек ТИ в $3m_k \times 12$ -матрицу X_k , и вычисляется 12×1 -вектор P_k параметров ориентации ТИ относительно ЭИ по формуле (1).

11. Выбирается k^* -й вариант соединения опорных точек с наименьшим значением показателя сопряжения J_{k^*} , после чего последние три элемента матрицы P_{k^*} помещаются в базовый вектор b_{k^*} , и движение ЛА направляется по вектору $-b_{k^*}$. Затем по истечению заданного периода времени вновь включается РЛС и все операции пп. 2 – 11 периодически повторяются.

12. Если условия наблюдения не позволяют использовать оптико-электронную станцию, то работу продолжает РЛС с периодическим отключением, за время которого движение ЛА осуществляется по экстраполированной траектории в направлении вектора $-b_k$.

Обоснование подхода

При использовании РЛС, работающей в режиме синтетизации апертуры [11], на земной поверхности формируется сетка с линиями уровня дальности, угла места и азимута. Сферические координаты центров ячеек сетки пересчитываются к прямоугольные координаты системы $O_2 X_2 Y_2 Z_2$ ТИ. На ЭИ также определяются по определенному правилу опорные точки, которые сопрягаются с опорными точками ТИ в системе координат $O_1 X_1 Y_1 Z_1$.

Пусть в k -м варианте сопряжения вектор $M_2(j_i) =$

$(x_2(j_i), y_2(j_i), z_2(j_i))^T$, определенный в системе координат $O_2 X_2 Y_2 Z_2$, поставлен в соответствие вектору $M_1(i) = (x_1(i), y_1(i), z_1(i))^T$, определенному в системе координат $O_1 X_1 Y_1 Z_1$. Запишем условие линейной зависимости векторов или связи их координат с точностью до случайного вектора ошибок сопряжения $e_{ki} = (e_x, e_y, e_z)^T$ в системе координат $O_1 X_1 Y_1 Z_1$:

$$M_1(i) - H_k M_2(j_i) - b_k = e_{ki}, \quad i = \overline{1, m_k}. \quad (3)$$

Критерием правильного сопряжения i -й пары векторов в k -м варианте возьмем ограничение на квадрат евклидовой нормы вектора ошибок e_{ki} (2):

$$J_{ki} = \|e_{ki}\|^2 = (M_1(i) - H_k M_2(j_i) - b_k)^T \times (M_1(i) - H_k M_2(j_i) - b_k) \leq \gamma_i.$$

Критерием сопряжения m_k пар векторов будет суммарный показатель

$$J_k = \sum_{i=1}^{m_k} J_{ki} \leq \gamma,$$

где пороги γ_i и γ можно выбрать статистически по критерию хи-квадрат.

В показателе J_{ki} присутствуют $9 + 3 = 12$ неизвестных параметров ориентации в составе H_k и b_k . Чтобы найти оценки параметров алгебраическим способом, систему уравнений (3) запишем в виде

$$M_1(i) = X_{ki} P_k + e_{ki}, \quad i = \overline{1, m_k}, \quad m_k > 12,$$

или в блочно-матричной форме

$$Y_k = X_k P_k + E_k \Leftrightarrow \dots$$

$$\begin{bmatrix} M_1(1) \\ \dots \\ M_1(m_k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{k1} \\ \dots \\ X_{k,m_k} \end{bmatrix} \cdot P_k + \begin{bmatrix} e_{k1} \\ \dots \\ e_{k,m_k} \end{bmatrix},$$

где 3×12 -матрицы X_{ki} определены выше.

Оценка \hat{P} неизвестного 12×1 -вектора P_k находится из условия минимума квадрата евклидовой нормы блочно-вектора ошибок E_k

$$J_k = \|E\|^2 = (Y_k - X_k P_k)^T (Y_k - X_k P_k).$$

Из необходимого условия существования экстремума J_k по P_k получается оценка \hat{P}_k в (1):

$$\frac{dJ_k}{dP_k} = 2(Y_k - X_k P_k)^T (-X_k) = 0^T \Rightarrow X_k^T (Y_k - X_k P_k) = 0,$$

$$\hat{P}_k = (X_k^T X_k)^{-1} X_k^T Y_k.$$

Невырожденность матрицы $X_k^T X_k$ обеспечивается алгоритмом выбора пар сопряженных опорных точек, в котором предусматривается линейная независимость строк матрицы X_k при выборе этих точек.

При использовании оптической станции в оптическом приемнике пространственное положение точки M в системе координат $O_2 X_2 Y_2 Z_2$, совмещенной по центру с центром оптической линзы, отображается через центр линзы в

плоскости oxy в виде точки m с координатами x, y , которые находятся известными методами обнаружения и оценивания положения точечных объектов или центра тяжести протяженных объектов в видеокдрах [7].

Из геометрических соображений координаты орта a направления на точку M в системе координат $O_2X_2Y_2Z_2$ с учетом фокусного расстояния f линзы находятся как

$$\bar{a} = \overline{oM} / |\overline{oM}| = \overline{oM} / r = (a_x, a_y, a_z),$$

$$a_x = -x / |\overline{oM}| = -x / c,$$

$$a_y = -y / |\overline{oM}| = -y / c, \quad a_z = \sqrt{1 - a_x^2 - a_y^2} = f / c,$$

$$c = \sqrt{x^2 + y^2 + f^2},$$

или в векторно-матричной форме

$$a = (a_x, a_y, a_z)^T = (-x, -y, f)^T / \sqrt{x^2 + y^2 + f^2}.$$

Для i -й пары опорных точек ЭИ и ТИ: $M_1(i)$ и $M_2(j_i)$, поставленных в соответствие друг другу в k -м варианте соединения, уравнение связи координат (сопряжения) записывается как

$$M_1(i) - r_2 H_k a_2(j_i) - b_k = e_{ki}, \quad r_2 a_2(j_i) = M_2(j_i),$$

Оценка дальности \hat{r}_2 до опорной точки в системе координат ТИ находится из условия минимума квадрата нормы вектора ошибок сопряжения e_{ki}

$$J_{ki} = \|e_{ki}\|^2 = (M_1(i) - r_2 H_k a_2(j_i) - b_k)^T \times (M_1(i) - r_2 H_k a_2(j_i) - b_k), \quad (5)$$

$$\text{а именно: } \frac{dJ_k}{dr_2} = 2 \times$$

$$\times (M_1(i) - r_2 H_k a_2(j_i) - b_k)^T (-H_k a_2(j_i)) = 0,$$

$$a_2^T(j_i) H_k^T (M_1(i) - r_2 H_k a_2(j_i) - b_k) = 0,$$

где учитывается, что для ортогональной матрицы H_k : $H_k^T H_k = I$, I - единичная матрица, и для орта $a_2^T(j_i) a_2(j_i) = 1$. Получается следующая оценка дальности:

$$\hat{r}_2 = a_2^T(j_i) H_k^T (M_1(i) - b_k). \quad (6)$$

Оценка (6) подставляется вместо r_2 в выражение показателя (5), который участвует в сопряжении пар векторов.

Заключение

Предложен подход к построению автономной навигационной системы, отличающийся коррекцией движения ЛА на основе классификации пар опорных точек ЭИ и ТИ по определенному критерию сопряжения и позволяющий использовать вместо корреляционной функции быстрые матричные операции решения линейных алгебраических уравнений, учитывать пространственную ориентацию ЛА, определять вектор направления дви-

жения ЛА к расчетному положению в текущие моменты времени по экстраполированной траектории и совмещать работу бортовой РЛС с работой оптической станции при периодическом отключении РЛС, что обеспечивает ее помехозащищенность.

Дальнейшее исследование направлено на разработку программно-алгоритмического обеспечения для реализации предложенного подхода в условиях моделирования автономной навигационной системы.

Подход может найти применение в навигационных системах сопровождения движущихся объектов разной физической природы.

Литература

1. Пантенков Д.Г. Результаты анализа наземных испытаний комплекса средств спутниковой радиосвязи для беспилотных летательных аппаратов. Вестник РГРТУ. 2019. Вып. 69. С. 42-51.
2. Гальцова М.С., Рябинкин М.С. Навигационно-посадочный комплекс беспилотного летательного аппарата с использованием псевдоспутников. Вестник РГРТУ. 2021. Вып. 77. С. 36-42.
3. Ермолаев И.А., Сомов И.М., Холопов И.С. Разработка математической модели для принятия решения о факте постановки уводящих помех спутниковым радионавигационным системам. Вестник РГРТУ. 2021. Вып. 78. С. 3-11.
4. Бакулев П.А., Сосновский А.А. Радионавигационные системы. Учебник для вузов. М.: Радиотехника, 2005. 224 с.
5. Авиационная радионавигация: Справочник / А.А. Сосновский, И.А. Хаймович, Э.А. Лукин, И.Б. Максимов; Под ред. А.А. Сосновского. М.: Транспорт, 1990. 264 с.
6. Баклицкий В.К., Бочкарёв А.М. Методы фильтрации сигналов в корреляционно-экстремальных системах навигации. М.: Радио и связь, 1986. 216 с.
7. 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.
8. Zhou S.B., Li Y. The SIFT image feature matching based on the Plural Differential. Advanced Materials Research (vol. 268-270). 2011, pp. 2172-2184.
9. Bastanlar Y., Temizel A., Yardimci Y. Improved SIFT Matching for Image Pairs with a Scale Difference. IET Electronics, vol. 46, no. 5, 2010, pp. 346-352.
10. Wu Z., Wang J., Li C., Yan Y., Chu C. Bidirectional Matching Algorithm for Target Tracking Based on SIFT. Advanced Research on Computer Education, Simulation and Modeling Communications in Computer and Information Science, vol. 175, 2011, pp. 253-258.
11. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли: учеб. пособие для вузов / под ред. Г.С. Кондратенкова. М.: Радиотехника, 2005. 368 с.

ФОРМИРОВАНИЕ И ПРИМЕНЕНИЕ В РСА АНСАМБЛЕЙ КОРРЕЛЯЦИОННО РАЗВЯЗАННЫХ СОСТАВНЫХ СИГНАЛОВ С ЛИНЕЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Петров А.С., д.т.н., профессор, главный научный сотрудник Научно-производственного объединения им. С.А. Лавочкина, Химки, Московская область, e-mail: aspetr50@mail.ru

Ясенцев Д.А., д.т.н. профессор каф. 410 Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет), e-mail: yasentsev@yandex.com

FORMATION AND APPLICATION IN SAR OF CORRELATIONALLY DECOUPLED COMPOSITE SIGNALS ENSEMBLES WITH LINEAR FREQUENCY MODULATION

Petrov A.S., Yasentsev D.A.

In pulsed radar equipment, in order to suppress echo signals received by the side lobes of the antenna pattern, modulating ensembles of phase-code modulation (FCM) signals are usually used. They are characterized by high cross-correlation isolation between the elements. At the same time, there is a problem of generating similar signals with linear frequency modulation (chirp). A variant of the formation of ensembles of composite signals with chirp, which are assigned the abbreviation C-chirp, is proposed. The pulse duration is divided into an arbitrarily set number of parts, in each of which a signal from the chirp is generated. The bandwidth is the same in all intervals, but the signs of the frequency rate change (increase or decrease) in adjacent intervals are different. Expressions for calculating the auto- and mutual (cross-) correlation functions of such signals are obtained and examples with visual graphical illustrations are given, confirming the possibility of implementing ensembles of modulating signals with C-chirp, characterized by high cross-correlation isolation, up to minus 30...40 dB. In addition, an explicit expression was obtained for the mutual correlation function of traditional signals with chirp, characterized by different signs of the frequency rate change, and with its help, the dynamics of dependence on the base of the correlation decoupling of such signals was analyzed.

Key words: synthetic aperture radar, linear frequency modulation, ensemble of correlationally decoupled signals.

Ключевые слова: радиолокатор с синтезированной апертурой, линейная частотная модуляция.

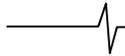
Введение

В импульсных радиолокаторах с синтезированной апертурой (РСА) на вход приемника попадают эхосигналы, отраженные не только от области земной поверхности, облучаемой главным лепестком диаграммы направленности (ДН) антенны, но и от ее боковых лепестков [1] – [4]. Эти сигналы называют кратными помехами. Маркируя импульсы передатчика системой ортогональных сигналов, например, с фазово-кодовой модуляцией (ФКМ), удается путем обработки в приемнике каждого импульса передатчика соответствующим ему согласованным фильтром подавить сигналы, принимаемые по нескольким (соседним с главным) угломестным боковым лепестком ДН антенны [5]. Данный эффект возникает из-за наличия корреляционной развязки между сигналами, излученными в соседних периодах зондирования. Что касается эхосигналов, принимаемых по азимутальным боковым лепесткам ДН антенны, то они фильтруются по доплеровской частоте. Методы подавления этого типа кратной помехи здесь не рассматриваются.

Наряду с сигналами с ФКМ в аппаратуре космических РСА часто применяются сигналы с линейной ча-

В аппаратуре импульсных РСА с целью подавления эхосигналов, принимаемых боковыми лепестками диаграммы направленности антенны, как правило, используются модулирующие ансамбли сигналов с фазово-кодовой модуляцией (ФКМ). Они характеризуются высокой кросскорреляционной развязкой между элементами. Вместе с тем, существует проблема формирования аналогичных сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). Предложен вариант формирования ансамблей из составных сигналов с ЛЧМ, которым присвоена аббревиатура С-ЛЧМ. Длительность импульса разбивается на произвольно задаваемое число частей, в каждой из которых формируется сигнал с ЛЧМ. Ширина полосы частот во всех интервалах одинакова, но знаки скорости ее изменения (нарастания или убывания) в соседних интервалах различны. Получены выражения для расчета авто- и взаимных (кросс-) корреляционных функций таких сигналов и приведены примеры с наглядными графическими иллюстрациями, подтверждающие возможность реализации ансамблей модулирующих сигналов с С-ЛЧМ, характеризующихся высокой кросскорреляционной развязкой, до минус 30...40 дБ. Кроме того, получено явное выражение для взаимной корреляционной функции традиционных сигналов с ЛЧМ, характеризующихся различными знаками скорости изменения частоты, и с его помощью проанализирована динамика зависимости от базы корреляционной развязки таких сигналов.

стотной модуляцией (ЛЧМ). Внутриимпульсная частота этих сигналов может изменяться как по нарастающему закону (от меньшего значения к большему), так и по обратному – от большего значения к меньшему. Закон из-



менения задается знаком коэффициента, определяющего скорость изменения частоты (КИЧ). При большом значении базы (произведения полосы частот сигнала на длительность импульса) эти два варианта сигнала с ЛЧМ станут обладать высоким уровнем взаимной корреляционной развязки [3]. Однако для подавления кратных помех, принимаемых по нескольким боковым лепесткам ДН антенны, двух развязанных сигналов, естественно, будет недостаточно. Поэтому в литературе предложено формирование сигналов с ЛЧМ, имеющих усложненную внутреннюю структуру.

Так, в [6] используются последовательности, в которых каждый элемент разделен на два интервала с различающимися от импульса к импульсу значениями длительности и КИЧ. Эти так называемые V-сигналы с ЛЧМ описаны в базовой монографии [7]. Еще один вариант структуризации импульсов с ЛЧМ по симметричной схеме с частотной зависимостью, напоминающей по форме букву W, предложен в [8]. Импульс сигнала с ЛЧМ разбивается уже не на две, а на четыре части с чередующимся знаком скорости изменения частоты в соседних интервалах. Авторы показали, что два W-сигнала с различающимися длительностями интервалов их разбиения на части обладают определенным уровнем взаимной корреляционной развязки, который зависит от степени различия разбиения на части длительности полного импульса и от базы ЛЧМ сигнала.

Мы предлагаем обобщить концепцию разбиения сигнала с ЛЧМ не на две или четыре, а на произвольное число частей с чередующимся знаком КИЧ в каждом из них. Кроме того, предлагаем дополнительно ввести инвертированный вариант каждого такого сигнала, в котором знаки КИЧ во всех частях станут противоположными знакам КИЧ во всех частях исходного импульса. Назовем эту пару сигналов составными ЛЧМ сигналами и введём аббревиатуру С-ЛЧМ. Исходный и инвертированный по знаку КИЧ сигналы с С-ЛЧМ оказываются корреляционно развязанными так же, как и исходные ЛЧМ сигналы с противоположными знаками КИЧ.

При большом значении базы сигналов с С-ЛЧМ, различающихся разбиением их длительности на части, удастся добиться между ними хорошей корреляционной развязки. В результате возникает возможность формирования в передатчике РСА достаточного для практических целей ансамбля корреляционно развязанных сигналов. Он может служить альтернативой ансамблям, в которых используется маркировка излучаемых импульсов сигналами с ФКМ.

Цель работы: 1) исследование влияния значения базы на уровень взаимной корреляционной развязки традиционных сигналов с ЛЧМ, характеризующихся различными знаками коэффициента, определяющего скорость изменения частоты; 2) разработка методики формирования составных сигналов с ЛЧМ; 3) анализ их авто- и взаимных корреляционных функций; 4) построение ансамблей, состоящих из сигналов с С-ЛЧМ, позволяющих обеспечить в аппаратуре РСА подавление эхосигналов угломестных кратных помех, принимаемых по боковым лепесткам ДН антенны.

Корреляционная развязка традиционных сигналов с ЛЧМ, различающихся знаком КИЧ

Комплексная огибающая импульсного нормированного по амплитуде сигнала с линейной частотной модуляцией и длительностью T может быть представлена как

$$s(t) = \text{rect}(T, t) e^{\pm j\pi K t^2} \quad (1)$$

где $K = \Delta f/T$ – коэффициент, определяющий скорость изменения частоты (крутизна частотной модуляции), Δf – ширина полосы частот сигнала, t – текущее значение времени, знак \pm определяет направление изменения частоты – ее нарастание или убывание. Функция $\text{rect}(T, t)$ по определению равна единице на интервале времени $|t| \leq T/2$ и нулю в других точках. Нормируем аргументы функции $\text{rect}(T, t)$ к T , а степень экспоненты к T^2

$$s(t) = \text{rect}(T, t) e^{\pm j\pi K T^2 (t/T)^2} \rightarrow \text{rect}(1, t') e^{\pm j\pi B t'^2} \quad (2)$$

где $t' = t/T$, а $B = \Delta f T = K T^2$ – база ЛЧМ сигнала, которая равна ширине его полосы частот Δf , умноженной на длительность импульса T . В дальнейшем будем использовать нормированное время, и штрих станем опускать.

Определим автокорреляционную функцию (АКФ) сигнала с традиционной ЛЧМ

$$I(\tau) = \int_{-0.5}^{0.5} s^*(t) s(t - \tau) dt = \int_{-0.5}^{0.5} e^{\mp j\pi B t^2} e^{\pm j\pi B (t - \tau)^2} dt = e^{\pm j\pi B \tau^2} \text{sinc}(\pi B \tau). \quad (3)$$

Второй сомножитель в правой части (3) это функция $\text{sinc}(x) = \sin(x)/x$.

Теперь определим кросс-корреляцию ЛЧМ сигналов с противоположными знаками коэффициента k

$$\tilde{I}(\tau) = \int_{-0.5}^{0.5} s^*(t) \tilde{s}(t - \tau) dt = \int_{-0.5}^{0.5} e^{\mp j\pi B t^2} e^{\mp j\pi B (t - \tau)^2} dt = \int_{-0.5}^{0.5} e^{\mp j\pi B [t^2 + (t - \tau)^2]} dt. \quad (4)$$

Знак тильда означает, что операция корреляции выполняется между исходным сигналом и сигналом, имеющим противоположный знак коэффициента k . Используя символьный процессор математического пакета MathCAD находим аналитическое выражение для $\tilde{I}(\tau)$

$$\tilde{I}(\tau) = \frac{e^{\mp j\frac{3\pi B \tau^2}{4}}}{2\sqrt{2B}} \left\{ \text{erf} \left[\frac{\pi B (1 + \tau)}{\sqrt{\mp j 2\pi B}} \right] + \text{erf} \left[\frac{\pi B (1 - \tau)}{\sqrt{\mp j 2\pi B}} \right] \right\}, \quad (5)$$

где $\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$ – гауссова функция ошибки (про-

цедура ее вычисления имеются во многих программных продуктах). Выразим в децибелах функции $\tilde{I}(\tau)$ и

$$I_{\Sigma}(\tau) = I(\tau) + \tilde{I}(\tau) \\ \tilde{I}(\tau), \text{ дБ} = 20 \log |\tilde{I}(\tau)|, \\ I_{\Sigma}(\tau), \text{ дБ} = [I(\tau) + \tilde{I}(\tau)], \text{ дБ} = 20 \log |I(\tau) + \tilde{I}(\tau)|. \quad (6)$$

Нормируем также суммарную функцию $I_{\Sigma}(\tau)$, дБ следующим образом

$$I'_{\Sigma}(\tau), \text{ дБ} = I_{\Sigma}(\tau), \text{ дБ} - I_{\Sigma}(0), \text{ дБ}. \quad (7)$$

На рис. 1 приведены зависимости от нормированного к длительности импульса времени корреляционной и кросс-корреляционной функции ЛЧМ сигнала при нескольких значениях базы и зависимость функции $\tilde{I}(\tau)$ от базы сигнала в момент времени $\tau = 0$. Приведенные на рис. 1 зависимости свидетельствуют о том, что при увеличении значения базы сигнала ЛЧМ ширина нормированной автокорреляционной функции уменьшается. Что касается кросс-корреляционной функции, то ее ширина практически постоянна, но уровень снижается на 10 дБ при каждом возрастании базы в 10 раз. Этот вывод наглядно подтверждается зависимостями $I'_\Sigma(\tau)$, приведенными на рис. 2. Они аналогичны тем, которые можно найти в статье [3].

В целом, можно отметить, что, вообще говоря, сигналы с ЛЧМ, имеющие противоположные знаки крутизны изменения частоты, не являются ортогональными. Степень их ортогональности возрастает при увеличении базы. С геометрической точки зрения, два непараллельных вектора \mathbf{s}_1 и \mathbf{s}_2 можно ортогонализировать, выполняя следующую операцию

$$\mathbf{s}_{2\perp 1} = \mathbf{s}_2 - (\mathbf{s}_2 \mathbf{s}_1^H) \mathbf{s}_1^H \text{ и } \mathbf{s}_{1\perp 2} = \mathbf{s}_1 - (\mathbf{s}_1 \mathbf{s}_2^H) \mathbf{s}_2^H, \quad (8)$$

где верхний индекс (H) означает выполнение нормировки вектора. В работе [9], в частности, предложен следующий упрощенный вариант повышения ортогональности двух типов сигнала с ЛЧМ $s_{2\perp 1}(t) = s_2(t) - \alpha s_1(t)$, где

$$\alpha = \frac{e^{-j3\pi/4}}{\sqrt{2B}} \operatorname{erf} \left[e^{j3\pi/4} \sqrt{\pi B} \right]. \text{ Полагая, что } s_{1,2}(t) = e^{\mp j\pi B t^2},$$

с помощью символьного процессора определим кросс-корреляционную функцию

$$I_\perp(B, \tau) = \int_{-0.5}^{0.5} s_1^*(B, t) s_{2\perp 1}(B, t - \tau) dt = f_1(B, \tau) - f_2(B, \tau), \quad (9)$$

где

$$f_1(B, \tau) = \frac{(1+j) \operatorname{sinc}(\pi B \tau) e^{j\pi B \tau^2} \left\{ \operatorname{erf} \left[0.5 \sqrt{\pi} (1-j) \sqrt{B} \right] \right\}}{2\sqrt{B}}, \quad (10)$$

$$f_2(B, \tau) = \frac{e^{j\frac{3\pi}{4} B \tau^2} \sqrt{2B} \left\{ \operatorname{erf} \left[\frac{\sqrt{\pi} (1-B\tau)}{\sqrt{j2B}} \right] + \operatorname{erf} \left[\frac{\sqrt{\pi} (1+B\tau)}{\sqrt{j2B}} \right] \right\}}{4B}, \quad (11)$$

Результаты расчета представлены на рис. 3, где цифрами 1 и 2 обозначены кривые зависимости кросс-корреляционных функций, полученных до введения поправки и после нее. Видим, что внесение поправки приводит к существенному уменьшению значения $I_\perp(B, \tau)$ за исключением узкой временной области $-B^{-1} \leq \tau \leq B^{-1}$, в которой она ведет себя асимптотически, как

$$I_\perp(B, \tau) \sim 10 \log \left[\frac{\operatorname{sinc}^2(\pi B \tau)}{2B} \right], \text{ дБ}. \quad (12)$$

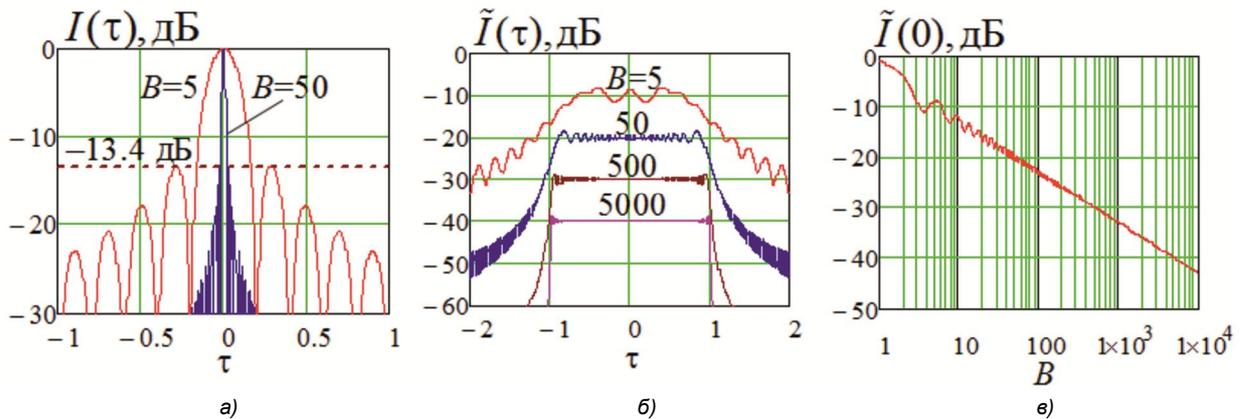


Рис. 1. Зависимость от нормированного к длительности импульса времени корреляционной – а) и кросс-корреляционной функции ЛЧМ сигнала – б) при нескольких значениях базы – б), зависимость функции $\tilde{I}(\tau)$ от базы сигнала в момент времени $\tau = 0$ – в)

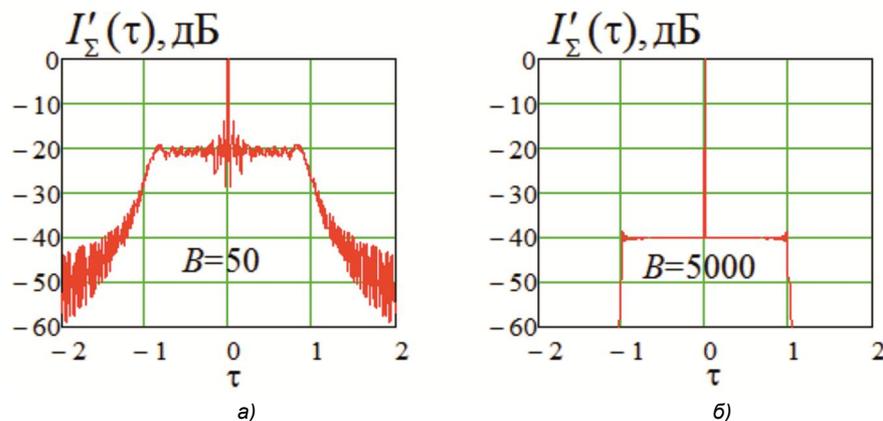


Рис. 2. Зависимость суммарного сигнала, полученного при выполнении процедур авто- и кросс-корреляции, от нормированного времени при двух значениях базы сигнала с ЛЧМ $B = 50$ – а) и $B = 5000$ – б)

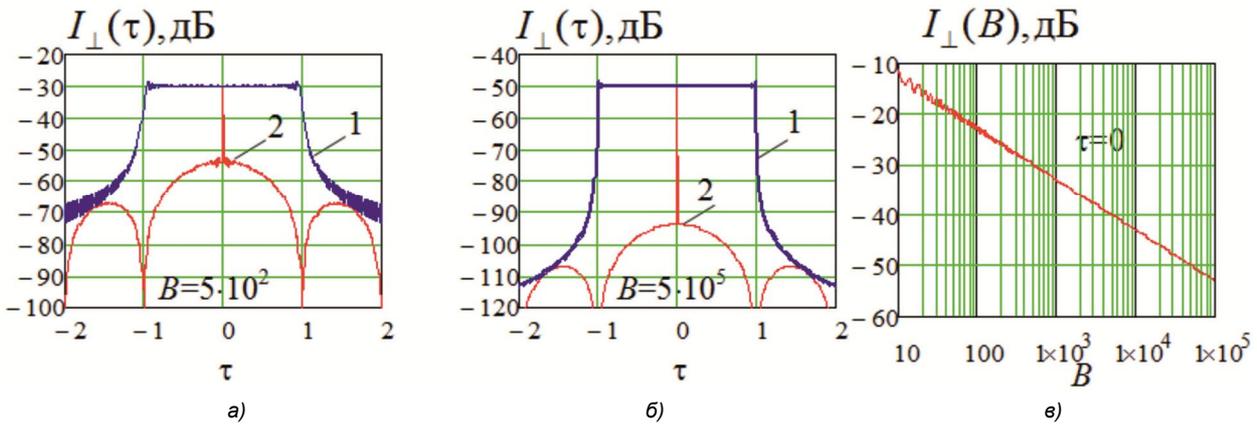


Рис. 3. Зависимость кросс-корреляционной функции от нормированного к длительности импульса времени с учётом поправочного коэффициента α при значении базы $B = 500$ – а) и $B = 5 \cdot 10^5$ – б); зависимость функции $I_{\perp}(B)$ от базы сигнала в момент времени $\tau = 0$ – в)

Составной сигнал с ЛЧМ и его корреляционные характеристики

Иллюстрация зависимости частоты от времени в импульсе традиционного и составного сигнала с ЛЧМ дана на рис. 4. Цветом выделены отдельные части импульса. В традиционном сигнале с ЛЧМ имеет место монотонный характер изменения частоты по всей длительности импульса (ее возрастание либо убывание). В сигнале С-ЛЧМ монотонность сохраняется только на каждом отдельном временном интервале. Аналогично традиционному варианту на каждом интервале возможно задание двух различных знаков скорости изменения частоты. Длительность T сигнала С-ЛЧМ произвольным образом разделяется на N парциальных частей, и формируется массив $\mathbf{M} = (\Delta t_0, \Delta t_1, \dots, \Delta t_{N-1})^T$, где Δt_n нормированная к T длительность n -го интервала. Сумма Δt_n должна равняться единице. Отметим также, что ширина полосы частот Δf этого сигнала на каждом временном интервале сохраняет постоянную значение, однако база изменяется, а именно, $B_n = \Delta f T \Delta t_n = B \Delta t_n$. Скорость изменения частоты на n -м интервале $K_n = B / (T \Delta t_n)$.

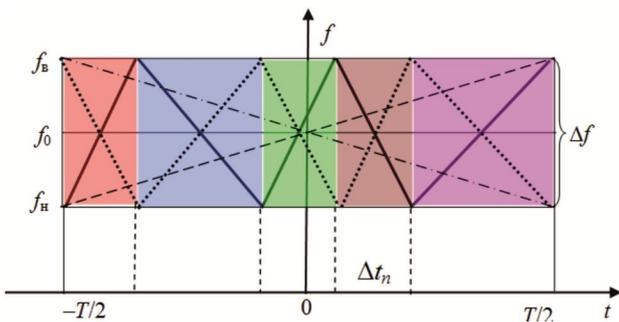


Рис. 4. Зависимость частоты от времени в импульсе с традиционным монотонным характером ее изменения по всей длительности (пунктир и штрих-пунктир) и составной сигнал с ЛЧМ (сплошные линии). Точечными линиями показана зависимость частоты от времени в составном сигнале, в каждом фрагменте которого знак скорости изменения частоты противоположен к тому, который изображен сплошной линией

Нормированные к длительности импульса T центры парциальных интервалов определяются следующим образом

$$C_0 = 0.5(1 - M_0), C_n = C_0 + 0.5 \sum_{m=1}^{n-1} (M_{m-1} + M_m), \quad (13)$$

$$n = 1, \dots, N - 1.$$

Зависимость суммарного сигнала от нормированного времени $t' = t/T$

$$s(t') = \sum_{n=0}^{N-1} \text{rect}[\mathbf{M}_n, t' + \mathbf{C}_n] \exp[j(-1)^n \pi K_n (t' + \mathbf{C}_n)^2], \quad (14)$$

Переходя к реальному времени, получим

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \text{rect}[t_n, t + T\mathbf{C}_n] \exp[j(-1)^n \pi K_n (t + T\mathbf{C}_n)^2]. \quad (15)$$

Взаимная корреляция двух комплексных импульсных сигналов $s_1(t)$ и $s_2(t)$, имеющих одинаковую длительность T , определяется следующим образом

$$I_{1,2}(\tau) = \int_{-T/2}^{T/2} s_1^*(t) s_2(t - \tau) dt \quad (16)$$

Если $s_1(t) = s_2(t)$, то получим автокорреляционную функцию.

При обработке цифровых сигналов с помощью быстрого преобразования Фурье реализуется их свёртка в частотной области. В этом случае интеграл берется от произведения первого сигнала на второй из них, который инвертирован (перевернут), задержан по времени и комплексно сопряжен, т.е. $\tilde{s}_2(t, \tau) = s_2^*(\tau - t)$

$$\tilde{I}_{1,2}(\tau) = \int_{-T/2}^{T/2} s_1(t) \tilde{s}_2(\tau - t) dt. \quad (17)$$

В рассматриваемом случае, когда используется составной сигнал с ЛЧМ, для его обращения выполняется следующая процедура. Пусть первому из них соответствуют массивы \mathbf{M}_1 и \mathbf{C}_1 , а второму – \mathbf{M}_2 и \mathbf{C}_2 . Вначале инвертируется массив \mathbf{M}_2 и формируется обращенный массив $\tilde{\mathbf{M}}_2 = (\Delta t_{N-1}, \Delta t_{N-2}, \dots, \Delta t_1, \Delta t_0)^T$. Затем по формуле (13) рассчитывается соответствующий ему массив $\tilde{\mathbf{C}}_2$ и, наконец, определяется инвертированный и комплексно сопряженный сигнал (нижнюю индексную цифру 2 для краткости записи опускаем)

$$\tilde{s}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \text{rect}[\tilde{T}\tilde{\mathbf{M}}_n, t + T\tilde{\mathbf{C}}_n] \exp[j(-1)^n \pi \tilde{K}_n (t + T\tilde{\mathbf{C}}_n)^2], \quad (18)$$

На рис. 5 приведена иллюстрация процедуры инвертирования и комплексного сопряжения исходного составного сигнала с ЛЧМ при нечетном и четном числе его фрагментов.

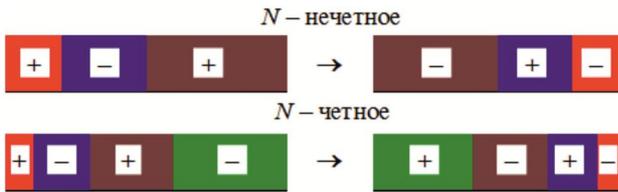


Рис. 5. Иллюстрация инвертирования и комплексного сопряжения исходного составного сигнала с ЛЧМ при нечетном и четном числе его фрагментов. Слева схема исходного сигнала, а справа – инвертированного и пофрагментно комплексно сопряженного

В качестве примера на рис. 6 приведена зависимость от времени мнимой составляющей импульсного составного сигнала с ЛЧМ при $M = [0.1, 0.2, 0.3, 0.4]^T$, $T = 1$ и $B = 100$. На рис. 7. изображен модуль спектра этого сигнала. Расчет спектральных и корреляционных функций сигналов с ЛЧМ и С-ЛЧМ с помощью приведенных выше соотношений оказывается трудоемкой в вычислительном отношении процедурой, и, следовательно, затратной по времени. Поэтому ее обычно выполняют с использованием прямого и обратного быстрого преобразования Фурье (БПФ) [10].

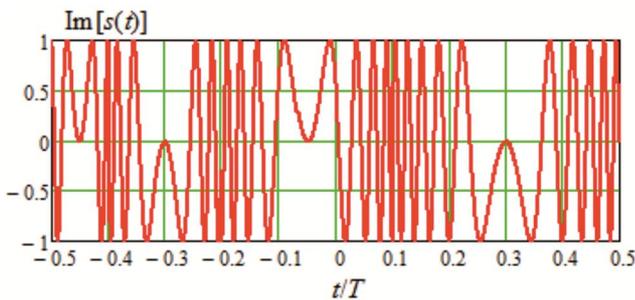


Рис. 6. Зависимость от времени мнимой составляющей импульсного составного сигнала с ЛЧМ при $M = [0.1, 0.2, 0.3, 0.4]^T$, $T = 1$ и $B = 100$

На первом этапе комплексные сигналы в интервале от $(-T, T)$ дискретизируются по времени с шагом $\Delta t = (\alpha_{os} \Delta f)^{-1} = T / (\alpha_{os} B)$. В результате этого формируется массив отсчетов времени \mathbf{T} длиной $N = \lfloor 2\alpha_{os} B \rfloor$, α_{os} – коэффициент передискретизации. Для каждого отсчетного значения времени рассчитывается значение сигнала, и тем самым формируется массив \mathbf{s} . Его спектр \mathbf{S} определяется с помощью БПФ, процедуры выполнения которого имеются в библиотеках многих современных программных продуктов, а именно $\mathbf{S} = \text{CFFT}(\mathbf{s})$. Автокорреляционную функцию (АКФ) находят, выполняя обратное БПФ от произведения спектра сигнала на его комплексно сопряженное значение $\mathbf{I} = \text{ICFFT}(\mathbf{S}\mathbf{S}^*)$. Взаимную корреляционную функцию массивов отсчета двух сигналов \mathbf{s}_1 и \mathbf{s}_2 с С-ЛЧМ, определяют, как $\mathbf{I}_{1,2} = \text{ICFFT}(\mathbf{S}_1 \circ \tilde{\mathbf{S}}_2) = \text{ICFFT}[\text{CFFT}(\mathbf{s}_1) \circ \text{CFFT}(\tilde{\mathbf{s}}_2^*)]$, где верхний знак тильда означает инверсию временных отсчетов сигнала, а звездочка – комплексное сопряжение, \circ – поэлементное перемножение компонентов векторов.

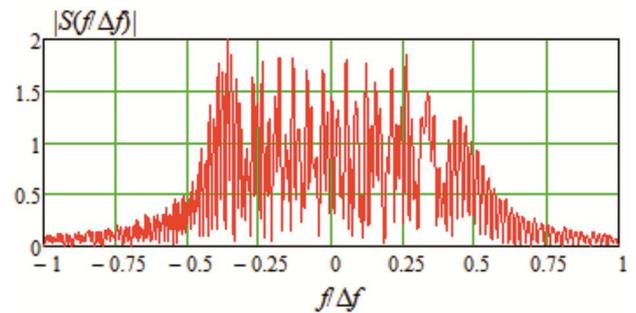


Рис. 7. Модуль спектра составного сигнала с ЛЧМ, изображенного на рис. 6

Результаты расчетов

Сформируем ансамбль, состоящий из $N = 10$ корреляционно развязанных сигналов с С-ЛЧМ. Пусть нормированная длительность импульса из этого ансамбля разбивается на две инвертированные по знаку КИЧ части. И пусть нормированные к длительности импульса их первые половины принимают значения $\pm 0.2, \pm 0.4, \pm 0.6$ и ± 0.8 . Знаки соответствуют знаку при коэффициенте скорости изменения частоты в сигнале с ЛЧМ. Добавим к ним еще два сигнала, которые соответствуют исходному сигналу с ЛЧМ (с положительным и отрицательным знаком КИЧ, но без разбиения длительности импульса на части). Поставим ему в соответствие индекс $i = 0$.

Введем следующие обозначения: \mathbf{I}_i – автокорреляция i -го сигнала, $\tilde{\mathbf{I}}_i^\pm$ – взаимная корреляция сигнала и его альтернативы с противоположным знаком скорости изменения частоты, $\tilde{\mathbf{I}}_{i,k}^{\pm}$ – взаимная корреляция всех различающихся пар сигналов, входящих в ансамбль. С целью нормировки положим $T = 1$, а базу сигнала примем равной $B = 1000$ (такую базу, например, будет иметь сигнал с длительностью 20 мкс и шириной полосы частот 50 МГц). Результаты расчета представлены на рис. 8. Видим, что в наихудшем случае значение корреляционной развязки $\tilde{\mathbf{I}}_{i,i+1}$ не превысит минус 21 дБ.

Снова положим $T = 1$, но теперь зададим $B = 10000$ (этому случаю соответствует, например, снова длительность импульса 20 мкс, но ширина полосы частот сигнала с ЛЧМ 500 МГц). Уменьшая вдвое интервал разбиения импульса на части, а, значит, увеличивая общую длину ансамбля $N = 20$, получим результат, представленный на рис. 9. Видим, что в худшем случае значение корреляционной развязки окажется на уровне минус 30 дБ. Уменьшение числа элементов разбиения позволит дополнительно улучшить развязку между ними. Увеличивая число интервалов разбиения импульсов передатчика можно формировать дополнительные сигналы с С-ЛЧМ, которые будут характеризоваться высокой корреляционной развязкой, что также позволит увеличить длину ансамбля.

Наконец, на рис. 10 приведены зависимости от нормированного времени авто и взаимной корреляции двух сигналов с ЛЧМ и С-ЛЧМ. Длительности двух сигналов с С-ЛЧМ разбиты по времени на различное число частей. Первый из них характеризуется разбиением на 5 составных частей $\pm(0.1, 0.15, 0.2, 0.25, 0.3)$, второй – на две со-

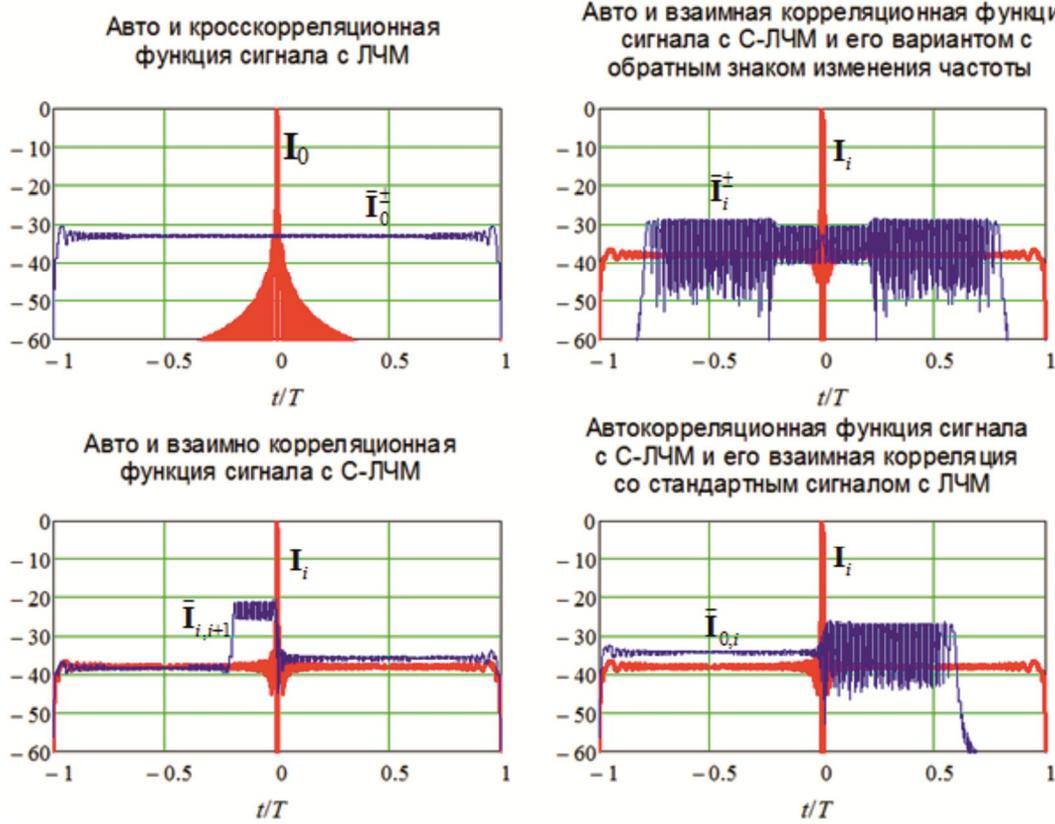


Рис. 8. Зависимости от нормированного времени авто и взаимной корреляции сигналов ансамбля сигналов с ЛЧМ и С-ЛЧМ, состоящего из 10 элементов

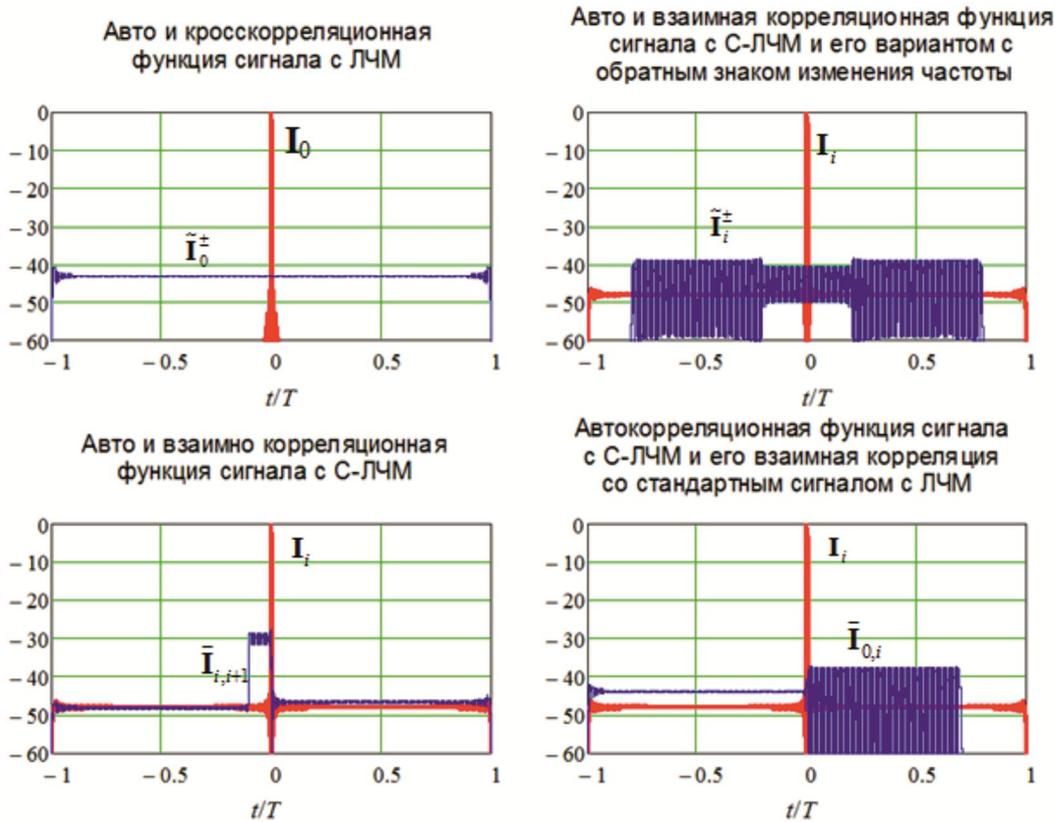


Рис. 9. Зависимости от нормированного времени авто и взаимной корреляции сигналов ансамбля сигналов с ЛЧМ и С-ЛЧМ, состоящего из 20 элементов при $B = 10000$

ставные части (0.4,0.6), база сигналов по-прежнему $B = 10000$. Видим, что и в этом случае корреляционная

развязка двух сигналов не превышает минус (почему) 30 дБ, причем, с хорошим запасом.

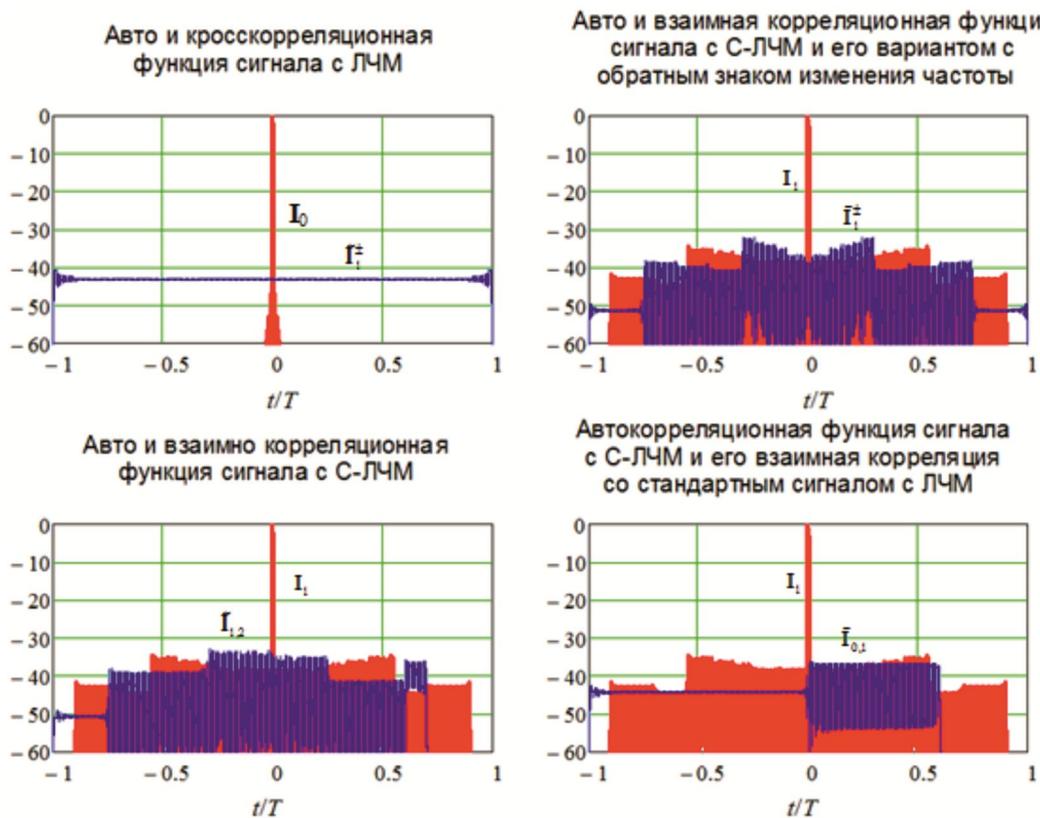


Рис. 10. Зависимости от нормированного времени авто и взаимной корреляции сигнала ЛЧМ и двух сигналов с С-ЛЧМ, различающихся числом разбиения длительности импульсов при $B = 10000$

Заключение

Существует возможность реализации ансамблей сигналов с высоким уровнем взаимной корреляционной развязки между их отдельными элементами за счет использования составных сигналов с линейной частотной модуляцией. Разработана методика формирования и анализа характеристик ансамблей таких сигналов. Эти сигналы наравне с сигналами с фазово-кодовой модуляцией могут использоваться в аппаратуре РСА для подавления кратных помех по дальности, принимаемых по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны. Расчётным путём установлено, что уровень взаимокорреляционной развязки для ансамблей подобных сигналов составляет не менее 30 дБ.

Работа выполнена в рамках государственного задания Минобрнауки России, номер темы FSFF-2023-0005.

Литература

1. Curlander J.C., McDonough R.N. Synthetic Aperture Radar Systems and Signal Processing. New York: Wiley-Interscience. 1991. 647 p.
2. Barbarossa S., Levrini G. An Antenna Pattern Synthesis Technique For Spaceborne SAR Performance Optimization. IEEE Transactions On Geoscience And Remote Sensing. 1991. vol. 29, no. 2, pp. 254-259.
3. Mittermayer J., Martinez J.M. Analysis of Range Ambiguity Suppression in SAR by Up and Down Chirp Modula-

tion for Point and Distributed Targets. IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS 2003) Proceedings, vol. 6, 4077-9 p.

4. Петров А.С., Прилуцкий А.А., Волченков А.С. Угломестная и азимутальная неоднозначности сигнала, принимаемого аппаратурой космического радиолокатора с синтезированной апертурой. Вестник НПО им. С.А. Лавочкина. 2019. № 1. С. 39-47.

5. Груздов В.В., Колковский Ю.В., Криштопов А.В., Кудря А.И. Новые технологии дистанционного зондирования Земли из космоса. М.: Техносфера, 2018. 482 с.

6. Villano M., Krieger G., Moreira A. Nadir Echo Removal in Synthetic Aperture Radar via Waveform Diversity and Dual-Focus Postprocessing. IEEE Geoscience And Remote Sensing Letters, 2018, vol. 15, no. 5, pp. 719-723.

7. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. М.: Советское радио. 1971. 568 с.

8. Wang Y., Ding Z., Ji W., Zeng T, Long T., Kuai Z. Time-Varying Nadir Echo Suppression for Spaceborne Stripmap Range Sweep Synthetic Aperture Radar via Waveform Diversity. IEEE Geoscience And Remote Sensing Letters. 2021, vol. 18, no. 5, pp. 826-830.

9. Krieger G. MIMO-SAR: Opportunities and Pitfalls. IEEE Transactions On Geoscience And Remote Sensing. 2014, vol. 52, no. 5, pp. 2628-2645.

10. Моделирование и обработка радиолокационных сигналов в Matlab. Учеб. пособие / Под ред. К.Ю. Гаврилова. М.: Радиотехника, 2020. 264 с.

УДК 629.052.3

МИМО РЛС НА БАЗЕ ЛИНЕЙНО-ЧАСТОТНО МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ С БЫСТРОЙ СГЛАЖЕННОЙ ФАЗОКОВОДОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

Мелёшин Ю.М., к.т.н., доцент, заместитель директора Института МПСУ по ОД, МИЭТ, e-mail: i@imym.ru

Хасанов М.С., ведущий инженер МИЭТ, e-mail: mkhaes@gmail.com

Карпов В.Н., аспирант, ассистент, МИЭТ, e-mail: vadimkarpov@icloud.com

FMCW MIMO RADAR DESIGN BASED ON SMOOTHED FAST PHASE CODED SHIFT KEYING

Meleshin Y.M., Khasanov M.S., Karpov V.N.

*The application of linear frequency modulated (chirp) signals in continuous wave multiple input multiple output (FMCW MIMO) radars has been of interest in the scientific field of radar for about a decade. A known approach is to ensure orthogonality between different signals from transmitting antenna elements by introducing additional fast phase-code keying of chirp pulses in accordance with binary pseudo-random sequences. This article presents the results of a study of FMCW MIMO radar with fast phase code shift keying, which shows the main limitation in terms of high level of side lobes in the frequency domain for medium and long range radar operation. Based on the results of the study, a new approach to implementing phase shift keying smoothing was proposed, which made it possible to reduce the level of side lobes by ** dB without significant hardware complications of the radar.*

Key words: FMCW, MIMO Radar, phase shift keying, Radar, DAC.

Ключевые слова: ЛЧМ, МИМО РЛС, фазокодовая манипуляция, РЛС, ЦАП.

Введение

Радиолокационные системы МИМО (multiple-input-multiple-output) стали очень востребованы в связи с возникшей потребностью в малогабаритных и дешевых устройствах, способных обнаруживать и сопровождать малоразмерные БПЛА. Экономичность в таких устройствах достигается за счет идеи виртуальной антенной решетки, которая имеет размерность N на M , где N – количество физических передатчиков, а M – количество физических приемников, при этом в пространство излучается N ортогональных сигналов, которые выделяются в каждом из M приемников. Это преимущество сопровождается и некоторыми недостатками: МИМО РЛС менее энергоэффективны [1] (так как имеют меньше физических элементов), а процесс обработки данных требует больших вычислительных затрат и может давать некоторые дополнительные артефакты.

При нашей первой попытке реализовать концепцию МИМО РЛС мы разработали устройство с 32 передатчиками и 16 приемниками (рис. 1) [2]. В нем использовались квазинепрерывные сигналы с BPSK модуляцией, следовательно, длительность передающего сигнала была намного больше, чем максимальная временная задержка отклика от цели на расстоянии. Благодаря большому размеру передаваемых псевдослучайных последовательностей их кросскорреляционные свойства оказались более чем достаточными для поставленных целей, а обработка частичной корреляции обеспечила высокую доплеровскую чувствительность. Главным и, к сожалению, решающим недостатком этой архитектуры является высокая вычислительная слож-

Применение линейно-частотно модулированных (ЛЧМ) сигналов в радиолокационных станциях непрерывного излучения с множественными входами и множественными выходами (FMCW MIMO РЛС) вызывает интерес в научной области радиолокации уже около десяти лет. Известен подход с обеспечением ортогональности между различными сигналами с передающих антенных элементов за счет введения дополнительной быстрой фазокодовой манипуляции ЛЧМ импульсов в соответствии с двоичными псевдослучайными последовательностями. В данной статье показаны результаты исследования FMCW MIMO РЛС с быстрой фазокодовой манипуляцией, в которых показано основное ограничение в части высокого уровня боковых лепестков в частотной области для средней и большой дальности работы РЛС. По результатам исследования предложен новый подход в реализации сглаживания фазовой манипуляции, который позволил реализовать сглаживание манипуляции без аппаратных усложнений РЛС.

ность, поскольку поток необработанных отсчетов данных составлял 1 Гб в секунду, и эти данные невозможно было обработать в реальном времени на приемлемом оборудовании.

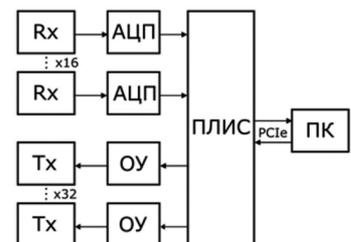
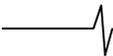


Рис. 1. МИМО РЛС на базе BPSK сигналов

Таким образом, целью исследования является снижение вычислительной сложности алгоритмов цифровой обработки сигналов в данной РЛС, а задачами исследования являются анализ существующих подходов обра-



ботки, применяемых в РЛС схожего класса, разработка и исследование модернизированного подхода формирования и обработки сигналов. В качестве основного пути был выбран переход на технологию РЛС непрерывного излучения с линейной частотной модуляцией (FMCW). В радиолокации данный подход позволяет на порядки уменьшить максимальную частоту сигнала на входе аналого-цифровых преобразователей (АЦП), что, соответственно, уменьшает на порядки информационный поток и вычислительную сложность алгоритмов цифровой обработки сигналов.

Классический FMCW не подходит для применения в MIMO, и требует дополнительного обеспечения возможности формирования N различных ортогональных сигналов. В последнее время исследуются различные способы обеспечения этой ортогональности [3].

Одним из самых простых подходов является использование мультиплексирования с временным разделением каналов (TDM) [4, 5]. Он не вносит искажений, вызванных автокорреляционными и кросскорреляционными свойствами сигналов, и имеет преимущества в вычислительной производительности, но обладает худшими доплеровскими свойствами и обычно оказывается наименее энергоэффективным.

Следующим подходом является мультиплексирование ЛЧМ сигналов с частотным разделением (FDM) [6]. В этом случае каждый передатчик генерирует ЛЧМ сигнал в своей непересекающейся полосе частот (также могут использоваться противоположные направления модуляции [7]). Несмотря на то, что эта технология преодолевает недостатки TDM, она значительно усложняет конструкцию аппаратуры, поскольку требует наличия нескольких трактов формирования несущей частоты или высокоскоростных цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП) и АЦП. Кроме того, данный способ разделения передающих каналов требует большей полосы и частоты дискретизации приемников без получения дополнительного разрешения по дальности. В контексте модернизации существующей РЛС данный способ является наименее предпочтительным ввиду необходимости существенных аппаратных изменений.

Таким образом, наиболее перспективным способом разделить сигналы без временного разделения, оставаясь в той же полосе пропускания, является использование ЛЧМ сигналов с дополнительной фазокодовой манипуляцией в соответствии с ортогональными двоичными псевдослучайными последовательностями. Структура одного передающего канала в таком случае представлена на рис. 2. Хотя некоторые кодовые последовательности, такие как полифазные последовательности, могут дать дополнительные преимущества в авто- и кросскорреляционных свойствах сигналов, они также требуют и дополнительных аппаратных усложнений.

Для реализации такого подхода существует два основных способа.

1. Способ быстрой манипуляции, при котором переключение фазы происходит несколько раз на протяжении всего ЛЧМ импульса (под импульсом здесь и далее подразумевается один цикл изменения частоты между крайними значениями) [8-9]. В этом случае ЛЧМ им-

пульс может иметь очень низкий коэффициент девиации частоты, что позволяет использовать АЦП с меньшей частотой дискретизации. Помимо стоимости и простоты, такие микросхемы имеют меньшее количество выходов, поэтому одна микросхема ПЛИС может поддерживать большее количество АЦП.

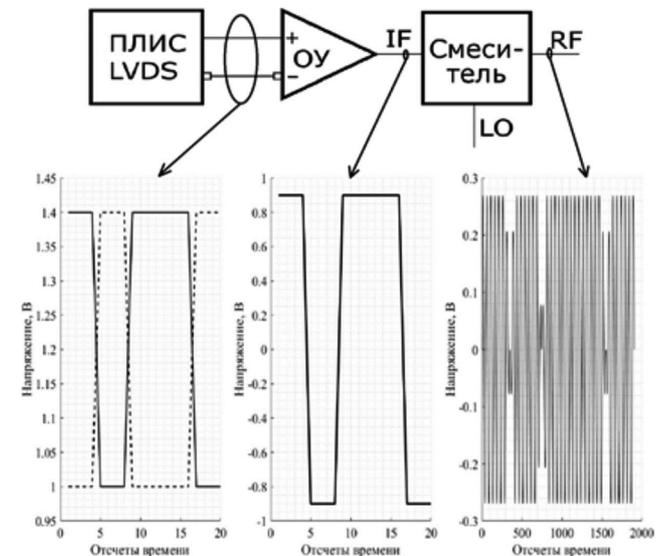


Рис. 2. Упрощенная схема одного канала передачи с представлением вида сигнала в ключевых точках схемы

2. Способ медленной манипуляции, при котором фаза переключается только в начале каждого ЛЧМ импульса [3]. Для накопления полной последовательности необходимо передать достаточно большое количество ЛЧМ импульсов, поэтому коэффициент девиации частоты и соответствующая частота дискретизации АЦП должны быть в несколько раз больше.

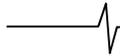
Оба этих способа экономичны и обладают высокой вычислительной эффективностью, что делает их весьма привлекательными для внедрения в существующие конструкции. Также следует отметить, что в некоторых разработках используются комбинации различных подходов [10], чтобы преодолеть присущие им недостатки.

Подход к использованию фазокодовой манипуляции ЛЧМ импульсов является довольно новым, и исследования в данной области являются актуальными. В опубликованных работах не освещены в должной мере точные характеристики производительности, достижимые при использовании различных подходов. В рамках данной работы мы исследуем возможность построения MIMO РЛС на базе FMCW с быстрой фазокодовой манипуляцией с следующими базовыми ограничениями системы:

- в системе не должно быть физических микросхем ЦАП;
- предпочтительно использовать только однокомпонентный модулятор ПЧ;
- все вычисления должны выполняться на ПЛИС, чипах SoC или SoM.

Быстрая фазокодовая манипуляция

Главным очевидным недостатком такого способа является то, что отклик от цели будет сдвинут по времени, следовательно, будут образовываться дополнительные искажения, связанные с пересечением фрагментов сиг-



налов с противоположенными фазами. Исходя из начального условия способа, задержка переключения фазы должна быть намного больше максимальной задержки отклика от цели. Это позволяет упростить обработку путем применения коэффициента фазовой компенсации для каждого передающего канала в каждом приемном канале для всей длительности одного фазового состояния. Однако цели на разных расстояниях имеют не только разные значения частот откликов, но и разные временные задержки. Это означает, что не существует универсального смещения времени окна накопления, которое удовлетворяло бы всем возможным диапазонам дальностей. Этот зазор между смещениями, в котором фаза не обязательно совпадает, приводит к искажениям в виде боковых лепестков в частотной области, которые соответствуют боковым лепесткам по дальности. На рис. 3 показана часть исходного передаваемого сигнала и отклик от цели, где зоны пересечения как раз показывают «неопределенные» области сигналов.

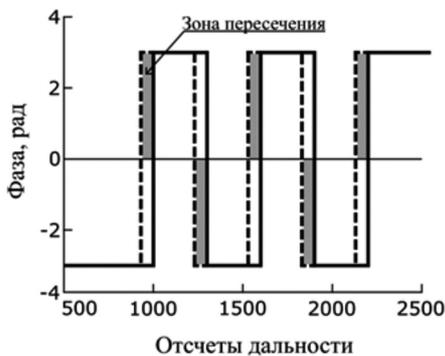


Рис. 3. Вносимые искажения из-за временных задержек между сигналами

Уровень боковых лепестков (УБЛ) прямо пропорционален площади пересечения данных сигналов и зависит от длительности ЛЧМ импульса, расстояния до цели и количества символов в двоичной модулирующей последовательности. На основании первичного анализа циклограмм можно сделать следующие промежуточные выводы:

- чем больше длительность сигнала, тем выше отношение между совпадающими и пересекающимися областями, что приводит к подавлению УБЛ.
- чем дальше цель, тем больше ее смещение от окна накопления. Однако, окно накопления может быть смещено в более подходящее место, например, рассчитанное алгоритмами вторичной обработки сигналов. Но изначально предполагается, что целесообразно обеспечить наименьшее искажение для самых близких и, следовательно, более высокоэнергетических целей.
- чем больше символов в двоичной последовательности, тем меньше отношение между совпадающими и пересекающимися областями.

Автокорреляционные свойства сигналов

Для более глубокого анализа данных алгоритмов цифровой обработки сигналов была построена их математическая модель. На рис. 4 показан отклик от одиночной цели в частотной области.

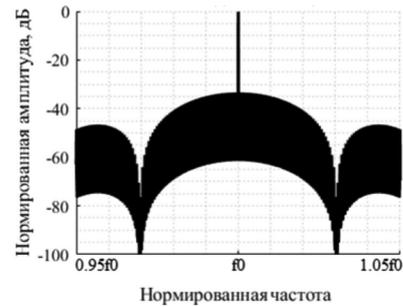


Рис. 4. Отклик от одиночной цели

Дополнительные составляющие (УБЛ) на уровне -34 дБ от максимума и являются основным критерием для исследования влияния различных параметров сигналов в данном разделе.

Далее показаны зависимости УБЛ от размера модулирующей последовательности для различных длительностей ЛЧМ импульсов при расстояниях до цели 500 м (рис. 5) и 1000 м (рис. 6).

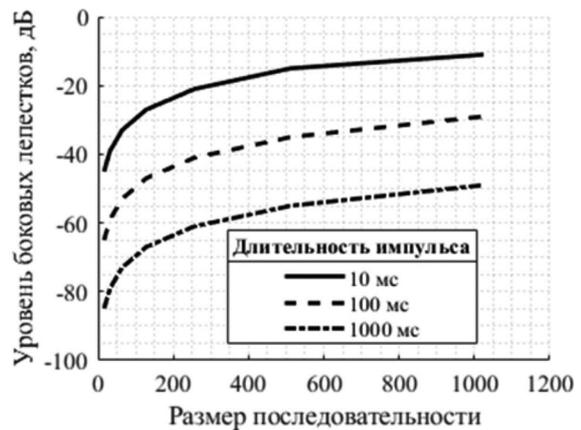


Рис. 5. Зависимости УБЛ от размера последовательности для дальности 500 м

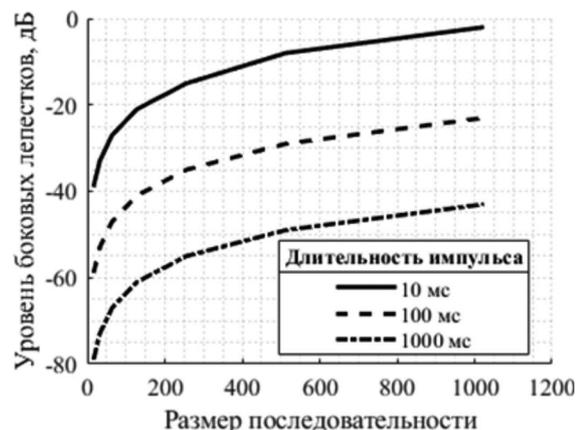


Рис. 6. Зависимости УБЛ от размера последовательности для дальности 1000 м

На рис. 7 показаны зависимости УБЛ от расстояния до цели при фиксированных параметрах длительности ЛЧМ импульса (10, 100 и 1000 м соответственно) и размера последовательности (128).

По результатам приведенных данных моделирования можно подтвердить сделанные ранее предположения о характере влияния параметров сигналов на их автокорреляционные свойства и что увеличение размера последовательности и дальности до цели приводят

к увеличению УБЛ, а увеличение длительности импульса – к уменьшению УБЛ.

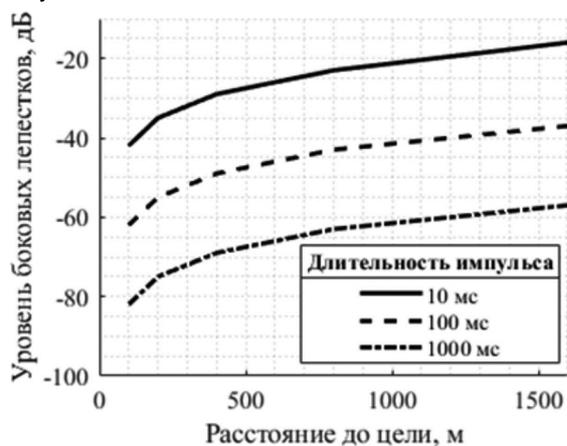


Рис. 7. Зависимости УБЛ от расстояния до цели

Кросскорреляционные свойства сигналов

При рассматриваемых параметрах сигналов, в отличие от автокорреляционных свойств, кросскорреляционные свойства сигналов улучшаются при увеличении размера последовательности. Окончательная форма зависимостей УБЛ не столь предсказуема, поскольку на искажения влияют уровни взаимной корреляции между всеми используемыми передающими сигналами, а также задержки сигналов откликов от целей. Далее было проведено моделирование зависимости уровня взаимной корреляции от параметров сигналов (рис. 8) для двух передающих сигналов (для учета влияния N передатчиков необходимо увеличить полученный уровень в N раз).

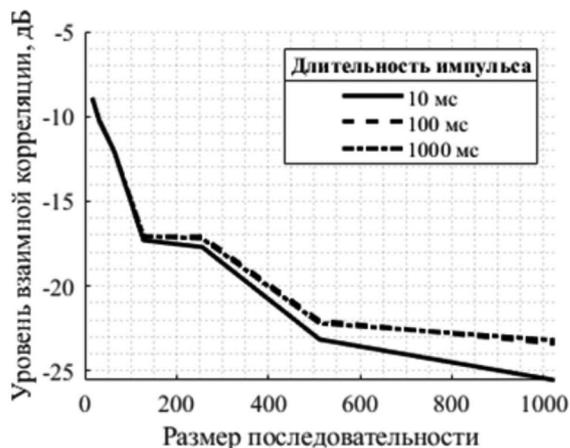


Рис. 8. Зависимость уровня взаимной корреляции от параметров сигналов

По результатам анализа полученных данных видно, что уровень взаимной корреляции зависит от размера последовательности и почти не зависит от остальных параметров сигналов.

Стоит отметить, что, хотя пиковый УБЛ не сильно меняется с увеличением длительности ЛЧМ импульса, интегральный УБЛ значительно изменяется под влиянием этого параметра, что благоприятно сказывается как на авто-, так и на кросскорреляционных характеристиках сигналов. На рис. 9 показан отклик взаимной корреляции двух каналов от точечной цели для длительностей ЛЧМ импульса 10 мс и 1000 мс.

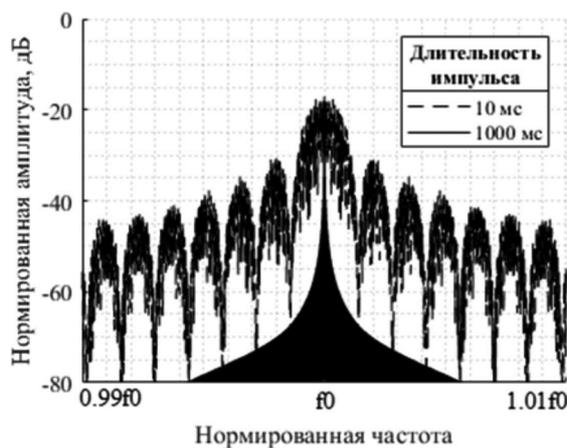


Рис. 9. Отклик взаимной корреляции двух каналов от точечной цели

По приведенным результатам видно, что интегральный УБЛ для большей длительности составляет лучшие значения, например, для полосы сигнала $\pm 1\%$ для длительности 1000 мс он составил на 35 дБ меньше чем для длительности 10 мс.

Стоит отметить, что существуют методы компенсации задержки ответного сигнала с помощью фильтров группового времени запаздывания (ГВЗ), которые применяют пропорциональную компенсацию ГВЗ для сигналов на разных частотах. Однако быстрое переключение фазы увеличивает мгновенную полосу сигнала и введение компенсации ГВЗ будет вводить искажения, схожие с появлением боковых лепестков. Для борьбы с этим недостатком введения фильтров используют сглаживание фазовой манипуляции на передающей стороне [11], предотвращающее резкие скачкообразные изменения фазы сигнала. Этот подход показал свою эффективность, но в нашем случае его использование в чистом виде потребовало бы введение двух ЦАП и IQ-модулятора на каждый передающий канал, а также почти удвоения физических линий соединений между передающими трактами и ПЛИС. Так как данный подход, на наш взгляд, остается самым перспективным, то в рамках данного исследования мы предлагаем вариант реализации упрощенного способа сглаживания без применения ЦАП.

Упрощенное сглаживание фазокодовой манипуляции

Как уже было сказано в предыдущем разделе – сглаживание фазокодовой манипуляции позволяет уменьшить искажения, однако, в общем случае требует существенных аппаратных усложнений. В рамках данного исследования, чтобы добиться сглаживания более простым методом предлагается использовать схему сглаженной манипуляции, представленную на рис. 10.

За счет того, что частота работы ПЛИС существенно превышает частоту изменения фазокодовой манипуляции, то введение интегратора между ПЛИС и операционным усилителем позволяет реализовать принцип широтно-импульсной модуляции (ШИМ) для формирования сглаженной функции изменения фазы. В самом простом исполнении аналоговый интегратор выполняется в виде RC фильтра нижних частот. Таким образом становится

возможным внедрение алгоритмов компенсации ГВЗ, описанные в [11] в существующую РЛС.

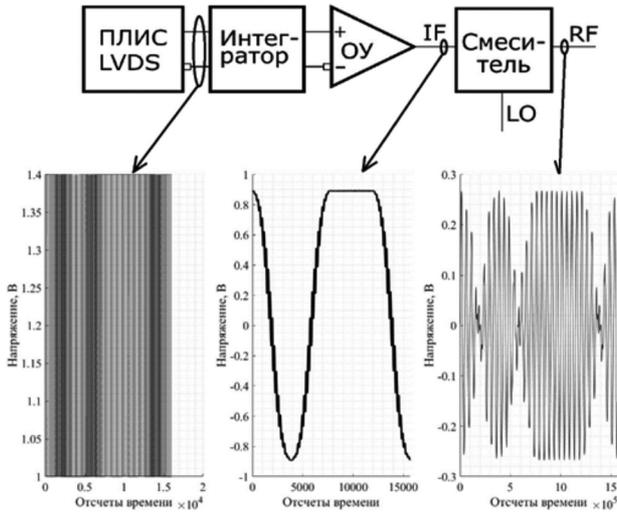


Рис. 10. Схема канала передачи при сглаживании фазовой манипуляции с представлением вида сигнала в ключевых точках схемы

Синтез виртуальной антенной решетки

Интерференция каналов передачи из-за неидеальных кросскорреляционных свойств сигналов оказывает влияние на сечение отклика цели в угловых координатах, для проверки степени этого влияния была составлена модель построения виртуальной антенной решетки 32 на 16 в которой в каждом из 16 приемных каналов производится корреляционная обработка с 32 сигналами передатчиков. После выполнения двумерного быстрого преобразования Фурье по значениям сигналов виртуальной антенной решетки было получено распределение сигнала в угловых координатах для фиксированных параметров цели: дальность – 500 м, азимутальное и угломестное отклонение – 0,1 от полного сектора (рис. 11). На рис. 12 показано сечение в азимутальной плоскости при угломестном отклонении – 0,1 от полного сектора.

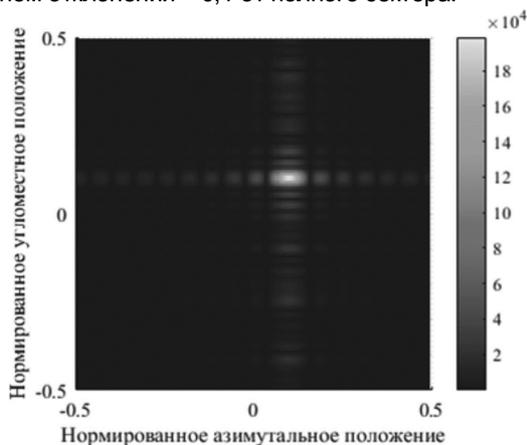


Рис. 11. Угловое распределение сигнала на дальности в 500 м

По результатам видно, что полученные распределения соответствует классическому распределению для обычной антенной решетки 32 на 16 элементов, следовательно, кросскорреляционные искажения не привели к значительным искажениям в плоскости угловых координат.

Однако, остается влияние искажений, описанных в предыдущих разделах, на суммарный сигнал во временной области для заданного направления. Причем параметры сигналов влияют на автокорреляционные и кросскорреляционные свойства сигналов противоположно, поэтому, предположительно, они компенсируют характер влияния друг друга, что приводит к постоянному уровню боковых лепестков на всем диапазоне дальностей. На рис. 13 показан результирующий сигнал на выходе виртуальной антенной решетки для фиксированного направления, соответствующего тестовой цели.



Рис. 12. Пространственное распределение в азимутальной плоскости для дальности 500 м

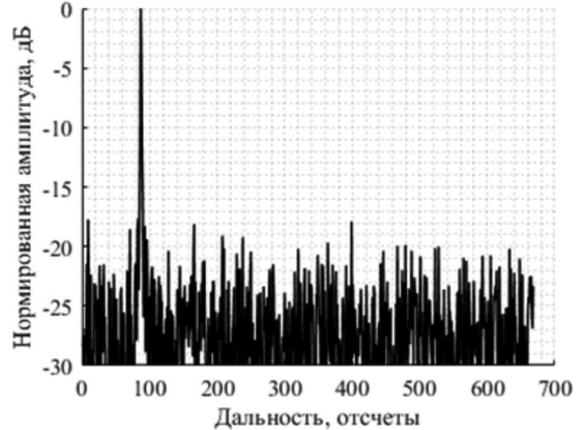


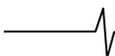
Рис. 13. Сигнал с одного направления после синтеза виртуальной антенной решетки

Видно, что УБЛ сохраняется в диапазоне значений от -15 до -20 дБ на всем рассматриваемом диапазоне дальностей.

Заключение

Представленный в статье подход проектирования ММО РЛС на базе ЛЧМ сигналов с быстрой сглаженной фазокодовой манипуляцией позволяет реализовать требуемые функции по определению пространственных координат целей, при этом сама реализация взвешивания построена без применения дополнительных микросхем ЦАП и реализована за счет добавления очень простого интегратора на базе RC фильтра нижних частот в каждый канал передатчика.

Тем не менее, у данного подхода есть свои недостатки в части все еще достаточно высокого уровня УБЛ. К преимуществам исследуемой системы можно отнести



обнаруженную низкую чувствительность к входным параметрам, это облегчает увеличение числа передающих физических элементов, что может быть полезно в некоторых случаях, когда стоимость тракта передачи является решающей для общей цены РЛС.

В целом, описанный способ может быть использован в радиолокационных системах малой дальности с большим количеством передающих каналов, и актуальными остаются исследования возможностей применения более сложных алгоритмов вторичной обработки сигналов для борьбы с обозначенными недостатками.

Литература

1. Y.M. Meleshin, E.O. Romanova, K.S. Lyalin, M.S. Khasanov and T.A. Dovgal, «BPSK-based MIMO Radar Energy Efficiency Analysis», 2021 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), St. Petersburg, Moscow, Russia, 2021, pp. 2538-2540
2. А.Л. Переверзев, К.С. Лялин, Ю.М. Мелешин и др. Разработка МИМО-радаров на базе ФКМ-сигналов. Наноиндустрия. 2022. Т. 15, № S8-1(113). С. 54-58.
3. S. Sun, A. P. Petropulu, and H. V. Poor. «MIMO radar for advanced driver-assistance systems and autonomous driving: advantages and challenges», IEEE Signal Processing Magazine, vol. 37, no. 4, pp. 98-117, July 2020.
4. Y.L. Sit, G. Li, S. Manchala, H. Afrasiabi, C. Sturm, and U. Lubbert. «BPSK-based MIMO FMCW automotive-radar concept for 3D position measurement». 2018 15th

European Radar Conference (EuRAD), Madrid, Spain, pp. 289-292, 2018.

5. D. Patrick, Y. Huang, and P. V. Brennan. «FMCW based MIMO imaging radar». ARMMS, 2014.

6. M. Pan and B. Chen. «MIMO high frequency surface wave radar using sparse frequency FMCW signals». International Journal of Antennas and Propagation, pp. 1-16, 2017.

7. J. Hinz and U. Zölzer. «A MIMO FMCW radar approach to hfswr». Advances in Radio Science, vol. 9, pp. 159-163, 2011.

8. U. Kumbul, N. Petrov, C. S. Vaucher, and A. Yarovoy, «Phase-coded FMCW for coherent MIMO radar». IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 71, no. 6, pp. 2721-2733, June 2023.

9. M.S. Khasanov, Y.M. Meleshin and V.N. Karpov. «Investigation into FMCW MIMO Radar Design Based on Fast Phase Coded Waveforms». 2024 26th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA), Moscow, Russian Federation, 2024, pp. 1-4.

10. S.Y. Jeon et al. «W-band FMCW MIMO radar system for high-resolution multimode imaging with time- and frequency-division multiplexing». IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 58, no. 7, pp. 5042-5057, July 2020.

11. U. Kumbul, N. Petrov, C. S. Vaucher and A. Yarovoy, «Smoothed phase-coded FMCW: waveform properties and transceiver architecture». IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 59, no. 2, pp. 1720-1737, April 2023.

Уважаемые коллеги!

Приглашаем Вас принять участие в формировании тематических выпусков журнала «Цифровая обработка сигналов» и размещению рекламы продукции (услуг) Вашей организации на его страницах. В случае положительного решения просим представить в редакцию журнала Ваши предложения по плановому размещению информационных материалов и макет рекламы продукции (услуг) с указанием желаемого её месторасположения: обложка (2-я, 3-я или 4-я стр.), цветная внутренняя полоса (объем полосы).

Журнал «Цифровая обработка сигналов» издается с 1999 года. Выходит ежеквартально, тиражом 200 экз.

Научно-технический журнал «Цифровая обработка сигналов» включен в Перечень изданий, рекомендуемый ВАК РФ для публикации результатов научных исследований соискателями ученой степени доктора и кандидата технических наук в области радиотехники, связи, вычислительной техники, электроники, приборостроения, информационных технологий, информационно-измерительных и управляющих систем. Журнал «Цифровая обработка сигналов» включен в базу данных Web of Science - Russian Science Citation Index.

Планируемые сроки издания отдельных номеров журнала:

- № 1 март 2025 г. Тематический выпуск: «ЦОС в инфокоммуникационных системах».
- № 2 июнь 2025 г. Тематический выпуск по материалам 27-й Международной научно-технической конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA».
- № 3 сентябрь 2025 г. Тематический выпуск: «Цифровая обработка изображений».
- № 4 декабрь 2025 г. Тематический выпуск: «ЦОС в радиотехнике и системах телекоммуникаций».

Ориентировочная стоимость рекламных услуг:

- 4-я (внешняя) страница цветной обложки – 25 тысяч рублей.
- 2-я и 3-я (внутренние) страницы цветной обложки – 15 тысяч рублей.
- 1/2 цветной внутренней полосы – 8 тысяч рублей.

Ждем Ваших предложений.

С наилучшими пожеланиями, зам. главного редактора

д.т.н., профессор Витязев Владимир Викторович, телефон 8-903-834-81-81.

Предложения прошу направлять по адресу: E-mail: vityazev.v.v@rsreu.ru или info@dspa.ru

УДК 534.843.242

МЕТОД СОЗДАНИЯ ИСКУССТВЕННОЙ РЕВЕРБЕРАЦИИ НА ОСНОВЕ ПРИМЕНЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКОЙ СВЁРТКИ

Перелыгин С.В., к.т.н., доцент кафедры аудиовизуальных систем и технологий, доцент кафедры звукорежиссуры, Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения, e-mail: sergey.perelygin@gmail.com
Киселёв С.Л., доцент кафедры звукорежиссуры, Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения, e-mail: sergl135@yandex.ru

A METHOD FOR CREATING ARTIFICIAL REVERBERATION BASED ON THE USE OF DYNAMIC CONVOLUTION

Perelygin S.V., Kiselev S.L.

The article describes the problem of creating artificial reverberation methods with realistic sound. A comparison of convolutional reverberation algorithms and algorithms based on mathematical models of reverberation processes in the room is made. A method for obtaining artificial reverberation using dynamic convolution (the convolution of the original signal with a continuously changing impulse response of a real room) is considered. An artificial reverberation software device developed by the authors is presented, which implements the dynamic convolution procedure using algorithms for amplitude and frequency modulation of the processed signal.

Key words: artificial reverberation, algorithmic (modelling) and convolutional reverb, impulse response, dynamic convolution, Fourier transform, modulation, sound reflection.

Ключевые слова: искусственная реверберация, алгоритмический (моделирующий) и свёрточный ревербераторы, импульсная характеристика, динамическая свёртка, преобразование Фурье, модуляция, отражение звука.

Введение

Реверберация, или послезвучание – акустический процесс, который возникает в закрытом пространстве (в помещении) вследствие многократных отражений звука от поверхностей и проявляется в виде продления звука после прекращения звучания источника, постепенно ослабевая по интенсивности [1-2]. Реверберационный отклик помещения даёт возможность слушателю получить представление о звуковом пространстве, в котором он находится, без использования зрения.

Современная технология звукозаписи предполагает в определённых случаях использование первичных фонограмм, записанных в специальных заглушённых помещениях с отсутствующей реверберацией. Также большинство систем синтеза звука формируют сигнал, лишённый какой-либо реверберационной окраски. В большинстве подобных случаев приходится создавать *искусственную реверберацию*. Это позволяет придать звуку диффузную окраску, которая присуща акустическим процессам в любом закрытом пространстве (помещении), и сформировать у слушателя субъективное ощущение непосредственного присутствия в этом пространстве.

В связи с увеличением производительности и, вместе с тем, возрастающей доступностью вычислительной техники, на сегодняшний день большинство устройств искусственной реверберации являются программными. Разработанные алгоритмы, используемые при создании

Статья посвящена проблеме создания методов искусственной реверберации, обладающей реалистичным звучанием. Произведено сравнение свёрточных алгоритмов реверберации и алгоритмов на основе математических моделей реверберационных процессов в помещении. Рассмотрен метод получения искусственной реверберации с применением динамической свёртки, т.е. свёртки исходного сигнала с непрерывно изменяющейся импульсной характеристикой реального помещения. Представлено разработанное авторами программное устройство искусственной реверберации, реализующее процедуру динамической свёртки при помощи алгоритмов амплитудной и частотной модуляции обрабатываемого сигнала.

искусственной реверберации, могут быть различными и основанными на разных представлениях об акустических процессах в помещениях.

Устройства искусственной реверберации, в основе которых лежит операция **свёртки** функций, являются одними из самых перспективных программных устройств искусственной реверберации, т.к. в них используются предварительно записанные образцы импульсных характеристик реальных помещений. Однако и такие устройства, разработанные и доступные на данный момент, не учитывают некоторых факторов при создании искусственной реверберации, которые непосредственно влияют на естественность звучания.

Принципы работы и проблемы построения алгоритмических цифровых ревербераторов

Цифровые ревербераторы обладают существенным преимуществом по сравнению с механическими и аналоговыми в виду возможности их реализации программным способом: это так называемые алгоритмические и свёрточные ревербераторы.

В основе работы *алгоритмических, или моделирую-*

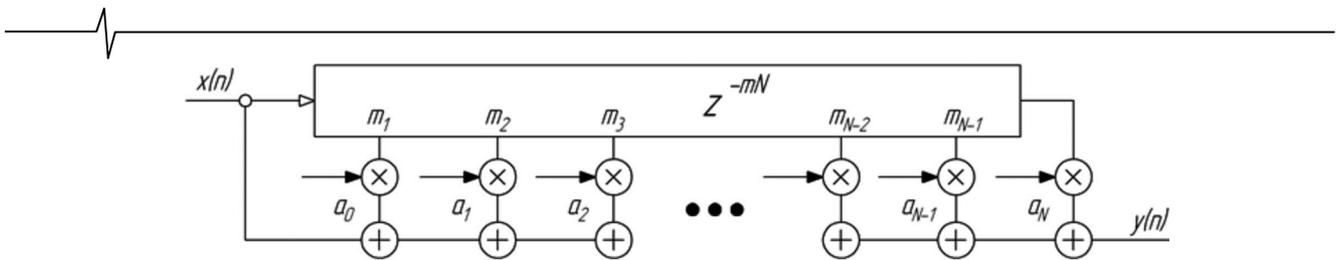


Рис. 1. Многоотводная линия задержки (КИХ-фильтр)

щих, ревербераторов лежит модель, учитывающая распространение звуковой волны в пространстве и её отражения от препятствий. Известно, что многоотводная линия задержки, или КИХ-фильтр [3-4], может достаточно точно симитировать реверберацию окружающего пространства, т.к. реверберационный отклик действительно состоит из огромного числа сходящихся в точке приёма акустических лучей (рис. 1).

Первые поиски методов и устройств искусственной реверберации с реалистичным звучанием [5-6] базировались на данном принципе. Однако значительное упрощение используемой модели реверберационного процесса приводило к неестественности звучания сигнала, прошедшего обработку в этих устройствах:

- были слышны отдельные повторы сигнала (флаттер), т.к. конечная импульсная характеристика (ИХ) фильтра не воспроизводила требуемую плотность отражений звука (min требуемое значение – 1000 в секунду [5]);

- существенно искажалась тембральная окраска звука, т.к. суммирование сигнала с его задержанной когерентной копией приводило к интерференции и, как следствие, к гребенчатой фильтрации (рис. 2).

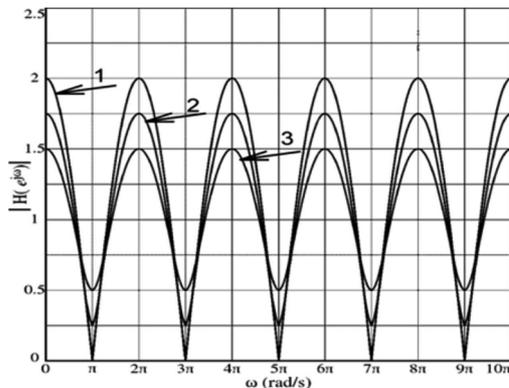


Рис. 2. АЧХ одноотводной линии задержки (гребенчатого КИХ-фильтра) при различных коэффициентах усиления G :
1) $G = 1$; 2) $G = 0,75$; 3) $G = 0,5$.

Приближение модели реверберации к реальному процессу в помещении подразумевает, прежде всего, учёт как можно большего количества отражений звуковых волн от поверхностей. Реализация такой модели в виде КИХ-фильтра значительно повышает его порядок (одно отражение – один отвод линии задержки), требуя большой объём оперативной памяти (RAM) и огромное количество операций умножения и сложения в секунду. При этом теоретически, какой бы точной и сложной ни была такая модель, она содержит импульсную характеристику только для одного положения источника и приёмника в помещении. Имитация перемещения источников акустических сигналов и слушателя в пространстве

дополнительно увеличивает это количество на порядки. Расчёты показывают, что, например, если мы захотим создать точную акустическую модель концертного зала $30 \times 15 \times 6$ м с частотой дискретизации 50 кГц всего для трёх источников и двух приёмников звука, нам понадобится делать более 10^{15} операций в секунду, что невозможно даже на данном этапе развития цифровой техники.

Однако ещё в эпоху создания механических и электронных (аналоговых) ревербераторов были выявлены некоторые аспекты восприятия реверберации, позволяющие упростить процесс вычисления точного реверберационного отклика. Например, импульсную характеристику помещения можно условно разделить на две части: кластер ранних отражений (Early Reflections) и позднюю, диффузную, стадию реверберации (Late Reverberation). Ранние отражения дают самое сильное впечатление о пространстве, в котором находится слушатель, поэтому данный участок реверберационного отклика необходимо воспроизводить особенно точно. Позднюю реверберацию можно заменить стохастическим процессом без потерь для слухового восприятия [5-10]. Такой технологический приём стал индустриальным стандартом в 60-80 годах XX века и на ином техническом уровне актуален и поныне.

Исследования акустиков, направленные на оптимизацию методов искусственной реверберации, привели к созданию алгоритмических ревербераторов с более сложной структурой. Стали применяться линии задержки, охваченные обратной связью (одноотводные и многоотводные цифровые БИХ-фильтры, рис. 3) [5, 11]. Для имитации временного возрастания плотности отражений звука было предложено использовать цифровые всепропускающие фильтры (All-Pass Filter, APF) [11] (рис. 4).

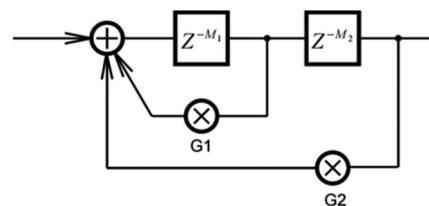


Рис. 3. Структурная схема цифровой линии задержки с двумя отводами (Multi-Tap), охваченными линиями обратной связи с общим сумматором

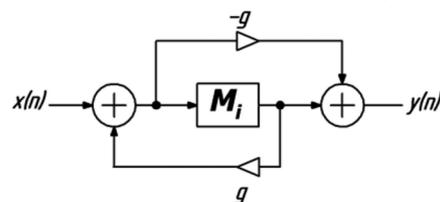


Рис. 4. Структурная схема цифрового всепропускающего фильтра (APF)

Важным усовершенствованием стал так называемый «вложенный» всепропускающий фильтр (Nested APF) (рис. 6). По сути это всепропускающий фильтр, один элемент линии задержки которого заменён ещё одним всепропускающим фильтром [12]. «Вложенный» всепропускающий фильтр позволил обеспечить близкое к реалистичному нарастание плотности имитируемых отражений, избегая при этом точно повторяющихся фрагментов задержек звука (рис. 5).

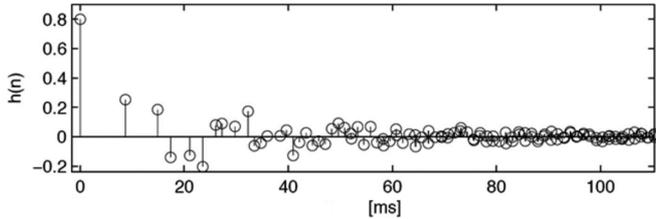


Рис. 5. ИХ «вложенного» всепропускающего фильтра

Наиболее «успешный» алгоритм реверберации [13-14] был применён в ревербераторе Lexicon 224 – прибор был выпущен в 1979 г. и многими экспертами считается непревзойдённым вплоть до настоящего времени. Для достижения диффузии звука применялись всепропускающие фильтры с задержками непрерывно изменяющейся величины, Modulated APF (рис. 7). Импульсная характеристика такого ревербератора подвергается непрерывным изменениям, что положительно сказывается на естественности звучания, т.к. достигается совершенная декорреляция сигналов на выходе с сигналами на входе, а также выходов левого и правого каналов между собой.

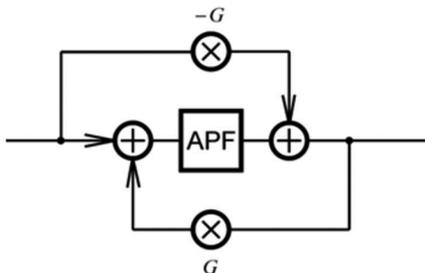


Рис. 6. Структурная схема «вложенного» всепропускающего фильтра (Nested APF)

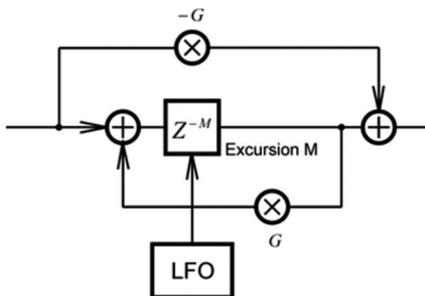


Рис. 7. Структурная схема всепропускающего фильтра с изменяемым временем задержки. Фильтр управляется генератором низкой частоты (Low Frequency Oscillator, LFO)

Более подробный аналитический обзор, посвящённый совершенствованию алгоритмов искусственной реверберации, приведён в [15-16]. В данной же статье представляется целесообразным отметить следующие закономерности создания искусственной реверберации.

– Вычисление абсолютно точного реверберационного отклика с функцией перехода от точки к точке пространства до сих пор является дорогой с точки зрения вычислительных ресурсов операцией. Поэтому подавляющее большинство систем искусственной реверберации используют другие, более экономичные, методы для синтеза реверберационного отклика, ориентированные, прежде всего, на особенности субъективного восприятия реверберации.

– Возможным упрощением в плане вычислительных затрат метода создания искусственной реверберации при сохранении реалистичности её звучания является отказ (!) от представления цифрового фильтра (а как следствие – и от модели помещения, которое имитирует фильтр) в виде стационарной, инвариантной системы (т.е. системы с неизменными во времени параметрами).

– Теоретические противоречия между статистической, геометрической и волновой теориями акустических процессов в помещении [1-2] можно «обойти», применяя иной принцип построения ревербератора – свёрточного, формирующего реверберационный отклик на основе свёртки входного сигнала и заранее измеренной (записанной) импульсной характеристики помещения.

Свёрточные ревербераторы и их особенности построения

Первый коммерческий свёрточный ревербератор выпустила на рынок компания SONY в 1999 году (рис. 8).



Рис. 8. Свёрточный ревербератор SONY DRE-S777 (<https://www.sony.com/en/>)

Данные ревербераторы строятся на основе цифровых КИХ-фильтров и отличаются крайне реалистичным звучанием. Это достигается, благодаря использованию предварительно записанных образцов импульсных характеристик реальных помещений.

Дискретная свёртка описывается формулой [3-4]:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} g(k)x(n-k),$$

где $x(n)$ и $y(n)$ – входной и выходной сигналы, $g(k)$ – импульсная характеристика, M – размер импульсной характеристики (порядок КИХ-фильтра).

Современные вычислительные средства позволяют производить эту процедуру с большой точностью. Основной проблемой, как уже отмечалось ранее, является большое количество операций умножения и сложения. Выходом из ситуации является переход из временной области в частотную область с помощью какой-либо разновидности ортогонального преобразования: быстрое преобразование Фурье (Fast Fourier Transform, FFT), поблочное преобразование Фурье (Short-Time Fast Fourier Transform, STFFT) [17-18], а также более эффективные: вейвлет- (Wavelet Transform) и чирплет-преобразования (Chirplet Transform) [19-22].

Традиционный алгоритм быстрой свёртки сводится к

использованию теоремы свёртки, которая формулируется так: «свёртка двух дискретных последовательностей эквивалентна перемножению их спектров» [3-4]:

$$y(n) = g(n) * x(n) \xLeftrightarrow[\text{ОДПФ}]{\text{ДПФ}} G(m) \cdot X(m) = Y(m),$$

где $G(m)$, $X(m)$ и $Y(m)$ – преобразования Фурье от импульсной характеристики, входного и выходного сигналов фильтра соответственно.

Тогда алгоритм работы свёрточного ревербератора приобретает следующий вид (рис. 9) [23]. Эффективность подобных алгоритмов обеспечила их широкое распространение в ревербераторах, реализованных в виде подключаемых программных модулей (Plug-In). Известные примеры: Waves IR-1, Audio Ease Altiverb, SIR и многие др.



Рис. 9. Структура алгоритма свёрточного ревербератора с традиционной свёрткой

Динамическая свёртка и её интерпретация

Использование импульсных характеристик реальных помещений в качестве коэффициентов КИХ-фильтра в свёрточном ревербераторе является, безусловно, его достоинством. Однако на выходе такого прибора будет *инвариантная* во времени *стационарная* реверберация. Строго говоря, такой сигнал не соответствует реальным реверберационным процессам и не обладает абсолютной реалистичностью звучания.

Известно [7], что естественное звучание реверберации в помещении вызвано влиянием таких факторов, как перемещение воздушных масс, быстрые изменения их температуры, влажности и т.п. Данные факторы непрерывно меняют импульсную характеристику помещения. Реверберационная модель помещения в этом случае будет рассматриваться, как *нестационарная*, а свёртка входного сигнала ревербератора с изменяю-

щейся во времени ИХ помещения является, таким образом, *динамической*.

Обратим внимание, что вопрос модуляции параметров цифровых фильтров уже был затронут в контексте построения *алгоритмических (моделирующих)* ревербераторов с использованием *всепропускающих фильтров с модулированным временем задержки*, а способы реализации такой модуляции описаны в литературе [13-14]. Однако, хотя в основе построения и алгоритмических, и свёрточных ревербераторов лежит теория цифровых фильтров, и проблема сокращения вычислительных затрат при сохранении реалистичности звучания в равной степени относится к *обоим* типам ревербераторов, в литературе практически *не освещены* вопросы совершенствования работы свёрточных ревербераторов. Возможно, именно этим объясняется тот факт, что, несмотря на техническое совершенство и устойчивый теоретический «фундамент», на сегодняшний день свёрточные ревербераторы не смогли превзойти и вытеснить с рынка алгоритмические. Известны даже попытки объединения элементов алгоритмических и свёрточных ревербераторов в так называемых гибридных схемах [24-27]. Поэтому можно утверждать, что динамическая свёртка, как способ имитации нестационарности акустического пространства свёрточным ревербератором, а также практические аспекты реализации динамической свёртки, рассматриваются *впервые*.

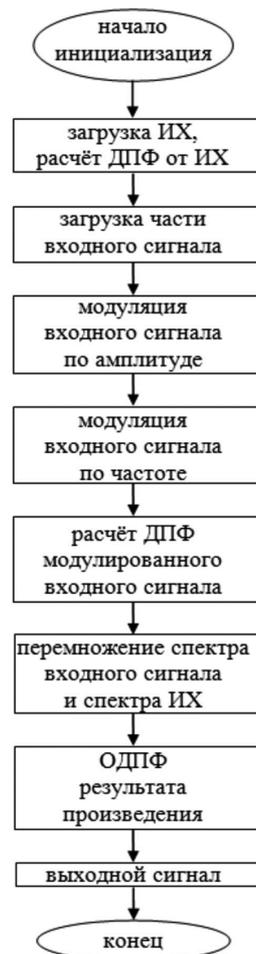


Рис. 10. Структура алгоритма свёрточного ревербератора с динамической свёрткой

Сложность имитации изменения импульсной характеристики во времени заключается в том, что, по сути, нужно реализовать модуляцию, которая будет применена в таких пределах и по таким законам, что она не будет восприниматься как модуляция, а будет лишь добавлять естественность звучания обработанному ревербератором сигналу. Дополнительной сложностью вновь является затратность в вычислительном плане непрерывной обработки ИХ: обычно БПФ от ИХ просчитывается **единожды**, при загрузке записи импульсной характеристики, что делает невозможной её непрерывную модуляцию.

Авторами статьи предлагается алгоритм создания такой модуляции при помощи непрерывной обработки **не** ИХ фильтра, а **самого обрабатываемого сигнала**. При этом в процессе обработки сигнал подвергается **амплитудной** и **частотной** модуляциям, которые в установленных пользователем незначительных пределах изменяют мгновенный размах и мгновенную частоту сигнала соответственно (рис. 10).

Программная реализация свёрточного ревербератора на основе динамической свёртки

Созданный авторами ревербератор представляет собой программу в графической среде программирования **Pure Data (PD)** [28]. Выбор данной среды программирования обусловлен такими факторами, как свободное распространение (PD не является коммерческим продуктом) и особенности её интерфейса. Традиционно программист работает с кодом, в то время как в PD элементы кода заменены визуальными объектами, соединяя которые, можно реализовывать различные алгоритмы. Одним из главных преимуществ PD является её возможность работать в «реальном времени»: применение изменений программы происходит непосредственно при редактировании кода.

На рис. 11 показан графический вид основной программы свёрточного ревербератора в PD. Вначале пользователю предлагается выбрать ИХ из имеющихся. Далее выбирается вариант входных данных, которыми могут быть: уже имеющиеся в программе тестовые образцы музыкальных сигналов (*open piano*, *open vocal*) или внешний аудиофайл (*openpanel*). Кроме того, ревербератор может обрабатывать сигнал напрямую с микрофона, что реализовано функцией *adc~* (analog/digital converter).

В главном окне есть органы управления количеством «сухого» и обработанного (прошедшего процедуру искусственной реверберации) сигнала (*dry*, *wet*) и степенью их микширования на выходе ревербератора, а также частотой (скоростью) и глубиной модуляции (*modulation speed*, *modulation depth*). Пределы значений частоты и глубины модуляции специально выставлены таким образом, чтобы при критических настройках модуляцию саму по себе можно было обнаружить. Блоки модуляции скрыты в сабпатчах (подпрограммах) *pd am* и *pd ps* (**P**ure **D**ata **a**mplitude **m**odulation и **P**ure **D**ata **p**itch shift) для амплитудной и частотной модуляции соответственно. Процедура **свёртки** отображена на рис. 11 объектом *convolve~*. Он осуществляет поблочную свёртку

последовательности прошедших модуляцию по амплитуде и частоте звуковых отсчётов со **стационарной**, выбранной заранее, импульсной характеристикой.

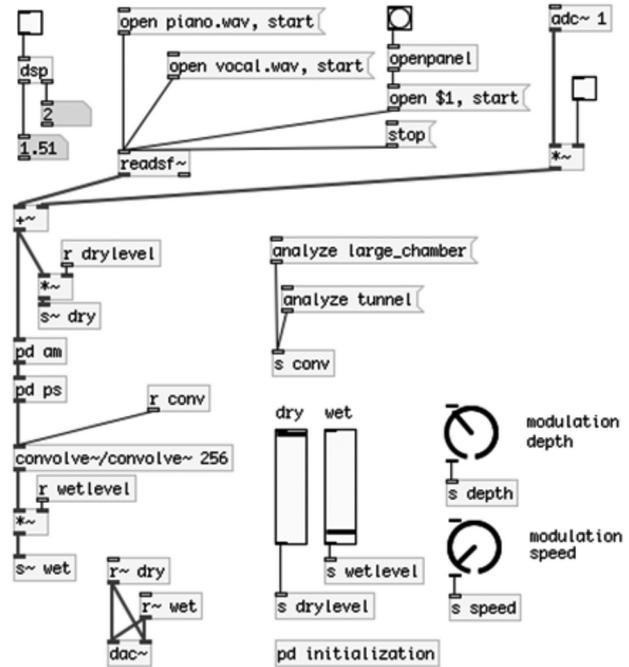


Рис. 11. Главное окно программы свёрточного ревербератора в графической среде программирования Pure Data (скриншот)

Процедуры модуляции

Рассмотрим подробнее реализацию процедур модуляции входного сигнала по амплитуде и частоте.

Структура блока **амплитудной модуляции** представлена на рис. 12. Сигнал, поступающий в блок амплитудной модуляции, подвергается умножению на постоянно изменяющийся коэффициент, значение которого определяют два объекта на рисунке 12:

- генератор случайных чисел из заданного диапазона с равномерным распределением. Задание крайних значений диапазона позволяет определить максимальный шаг изменения случайного числа относительно предыдущего случайного числа, что даёт возможность избежать резких изменений уровня сигнала, могущих привести к появлению щелчков;
- генератор непрерывного кусочно линейного сигнала. Он экстраполирует линейной функцией каждую пару ранее сгенерированных соседних случайных чисел в пределах интервала времени между ними. Длительность каждого линейного участка сигнала синхронизирована с частотой появления случайных чисел.

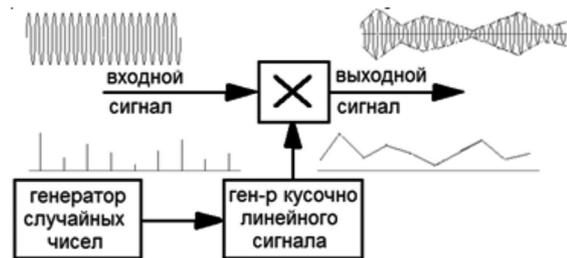
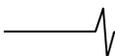


Рис. 12. Структура блока амплитудной модуляции в составе свёрточного ревербератора



Мгновенное значение кусочно линейного сигнала – это и есть тот изменяющийся коэффициент, который модулирует входной сигнал по амплитуде (размаху). Изменение *частоты* модуляции в главном окне (рис. 11) приводит к изменению временного *интервала* между соседними сгенерированными случайными числами, а изменение *глубины* модуляции – к изменению *диапазона* значений этих чисел (как следствие – к большему/меньшему влиянию на входной сигнал). Экспериментальным путём установленные пределы данных значений составляют: для глубины модуляции – $\pm 25\%$ от размаха сигнала, для интервала генерирования случайных чисел (частоты модуляции) – от **10** до **2000 мс**. При выходе за пределы данных значений модуляция становится заметна на слух, а звук начинает восприниматься неестественно.

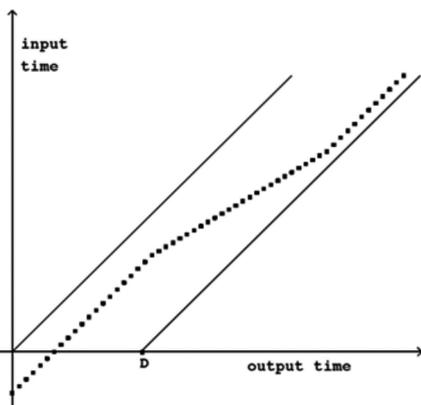


Рис. 13. Линия задержки переменной длины.

Моменты появления выходных отсчетов располагаются между моментами появления входных отсчетов и допустимым временем задержки D . Угол наклона образованной совокупностью отсчетов кривой в конкретный момент времени определяет мгновенное значение транспозиции (изменения высоты звука)

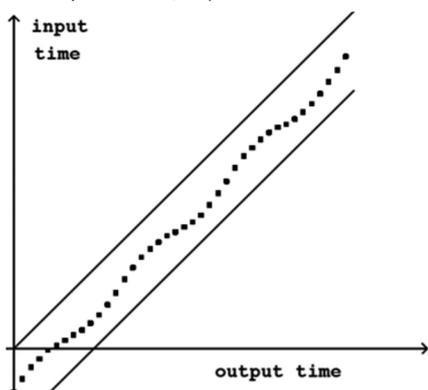


Рис. 14. Эффект виврато, реализованный с помощью линии задержки переменной длины

Изменение *частоты* входного сигнала может быть реализовано при помощи линии задержки переменной длины (рис. 13), в основе этого явления лежит эффект Доплера [4, 29]. В простейшем случае можно изменять время задержки, то увеличивая, то уменьшая его значение, при этом оставаясь в допустимой временной полосе, т.е. не изменяя длительность звучания обработанного сигнала. В частном случае, изменяя время задержки по периодическому закону,

можно получить эффект виврато (рис. 14).

Для получения «плавающего» изменения высоты звука в ревербераторе авторами использован рассмотренный ранее генератор кусочно линейного сигнала из блока амплитудной модуляции. Выходной сигнал генератора в этом случае управляет изменением времени прохождения звукового сигнала через линию задержки переменной длины. Блок частотной модуляции методом изменения временного сдвига был реализован в PD согласно схеме, представленной на рис. 15.

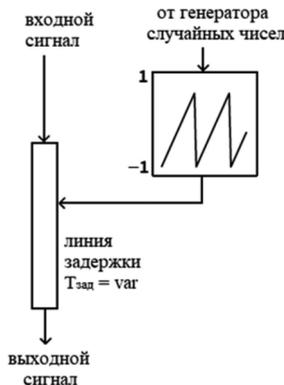


Рис. 15. Схема, поясняющая принцип частотной модуляции звука («плавающее» изменение его высоты) путём изменения времени его прохождения через управляемую линию задержки переменной длины

Изменение высоты звука возможно только в те интервалы времени, когда время задержки *изменяется*. Например, при уменьшении времени задержки звуковые отсчеты на выходе блока ЧМ следуют более часто относительно входных, как бы стремясь их «догнать» – возникает эффект увеличения высоты звука. И наоборот, при увеличении времени задержки выходные звуковые отсчеты начинают сильнее отставать от входных – высота звука понижается.

С целью упрощения построения свёрточного ревербератора генератор случайных чисел и генератор кусочно линейной функции являются *общими* элементами для блоков амплитудной и частотной модуляций, а значит, обе модуляции выполняются синхронно. Следует отметить, что синхронизация между амплитудной и частотной модуляцией выполнена таким образом, что при увеличении размаха сигнала высота изменяется в положительном направлении, а при уменьшении размаха – в отрицательном. Экспериментальным путём были установлены предельные параметры модуляции: предел изменения частоты – \pm **полтона** относительно высоты исходного сигнала, что соответствует изменению скорости следования отсчетов звука в диапазоне от **0,944** до **1,059** относительно исходной.

Заключение

Анализ методов точной имитации естественной реверберации и связанных с ними значительных вычислительных затрат объясняет переход к использованию более экономичных алгоритмов, которые учитывают особенности субъективного восприятия реверберации. Примером тому являются всепропускающие фильтры с модулированным временем задержки, применяемые в алгоритмическом ревербераторе Lexicon 224. Переход к использованию нестационарных цифровых фильтров позволяет

создать устройство, которое формирует реверберационный отклик, обладающий лучшей реалистичностью. Модуляция (по псевдослучайному закону) параметров передаточной функции и ИХ цифрового фильтра в составе ревербератора, по сути, является моделью непрерывного изменения импульсной характеристики помещения под воздействием хаотического перемещения воздушных масс, изменения температуры, влажности воздуха и прочих естественных процессов.

Проблема создания программного устройства, в алгоритмах работы которого было бы учтено непрерывное изменение импульсной характеристики помещения, происходящее в реальных условиях, является одной из самых перспективных и, на данный момент, недостаточно изученных. В частности, применение именно динамической свёртки в устройствах искусственной реверберации исследовано очень слабо.

Авторами статьи было разработано и реализовано программное устройство искусственной реверберации с применением динамической свёртки. Предложенная авторами методика применения динамической свёртки подразумевает обработку самого сигнала последовательно соединенными блоками модуляции амплитуды и частоты, а затем – его свёртку со стационарной импульсной характеристикой. Управление блоками амплитудной и частотной модуляций осуществляется при помощи генератора случайных чисел в пределах, заданных пользователем. Установленные экспериментальным путём предельные значения параметров модуляции составили:

- по амплитуде: ± 25 % от размаха сигнала;
- по частоте: от **0,944** до **1,059** относительно исходной скорости следования звуковых отсчётов, что даёт отклонение \pm полтона от исходной высоты звука;
- по частоте модулирующей функции (интервала генерирования случайных чисел): от **100** до **0,5 Гц** (от **10** до **2000 мс**).

При превышении данных значений модуляция становится заметна на слух, а звук начинает восприниматься неестественно.

Разработанное устройство может быть пригодно для получения эффекта реверберации и, что важнее – для исследования и дальнейшего усовершенствования алгоритмов динамической свёртки. В частности, предлагается получить более качественный алгоритм модуляции временного сдвига за счёт предварительного разбиения сигнала на частотные полосы.

Литература

1. Давыдов В.В. Акустика помещений. СПб.: С.-Петербургский институт кино и телевидения, 1995.
2. Вахитов Ш.Я., Ковалгин Ю.А., Фадеев А.А., Щевьев Ю.П. Акустика: Учебник для вузов М.: Горячая линия-Телеком, 2009.
3. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: Учебник для вузов. 2-е изд. СПб.: Питер, 2007. 751 с.
4. Лайоис Р. Цифровая обработка сигналов: Второе издание. Перевод с англ. М.: ООО «Бином Пресс», 2007. 656 с.
5. Schroeder M.R., Logan B.F.; 'Colorless' Artificial Reverberation. Journal AES, vol. 9 (3), pp. 192-197. (1961)
6. Schroeder M.R.; Natural Sounding Artificial Reverberation. Journal AES, vol.10 (3), pp. 219-233. (1962)
7. Julius O. Signal Processing Methods in Musical Acoustics. Stanford's Center for Computer Research in Music and Acoustics (CCRMA), 2009.
8. J.P. Jullien, E. Kahle, M. Marin, O. Warusfel, G. Bloch, and J.-M. Jot, "Spatializer: A perceptual approach," AES 94th Convention, vol. Preprint 3465 (B1-5), pp. 1-13, Mar. 16-19 1993.
9. J.-M. Jot and A. Chaigne, "Digital delay networks for design

ing artificial reverberators," Audio Engineering Society Convention, Feb. 1991. M. R.

10. J. A. Moorer, "About this reverberation business," Computer Music Journal, vol. 3, no. 2, pp. 13-18, 1979.

11. Axon P.E., Gilford C.L.S., Shorter D.E.L.; Artificial Reverberation. Proceedings of the IEEE, 102B 5, pp. 624-42 (1955).

12. Gardner W.G.; Reverberation Algorithms. Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics. Kluwer Academic Publishers, pp. 85-131. (1998).

13. Dattorro J. Effects Design Part 1. Journal AES, vol. 45 (9), pp. 660-684. (1997)

14. Griesinger D.; Practical Processors and Programs for Digital Reverberation. Lexicon, 100 Beaver St. Waltham, MA. (1989).

15. Киселёв С.Л. Тенденции развития алгоритмов искусственной реверберации. Актуальные проблемы радио- и кинотехнологий: материалы Межд. науч.-техн. конф. (Санкт-Петербург, 26-28 октября 2016 г.). СПб.: СПбГИКиТ, 2017. С. 134-141.

16. Киселёв С.Л., Кунков Д. О совершенствовании алгоритмов искусственной реверберации. Актуальные проблемы радио- и кинотехнологий: материалы VIII Межд. науч.-техн. конф. (Санкт-Петербург, 21-22 ноября 2023 г.). СПб.: СПбГИКиТ, 2024. С. 82-95.

17. William J. Gardner. Efficient convolution without input-output delay. J. Audio Eng. Soc. 1995, vol. 43, no. 3, pp. 127-135.

18. Eric Battenberg, Rimas Avizienis. Implementing real-time partitioned convolution algorithms on conventional operating systems. Proc. of the 14th Int. Conference on Digital Audio Effects (DAFx-11). 2011. С. 1-7

19. Рогозинский Г.Г. Перцепционное сжатие звука с использованием вейвлетных пакетов [Текст] дис. ... канд. техн. наук: 05.11.18: Приборы и методы преобразования изображений и звука. СПб., 2010. 118 с.

20. Mann S., Haykin S. «The Chirplet Transform: A Generalization of Gabor's Logon Transform». URL: www.wear-cam.org/chirplet/vi91/index.html (дата обращения: 07.11.2022).

21. Тульский И. Повышение эффективности передачи мультимедийной информации методом чирплет-преобразования: автореф. дис. ... канд. техн. наук. Красноярск. 2012.

22. Glotin H., Balestrieri R., Ricard J. «Fast Chirplet Transform Injects Priors in Deep Learning of Animal Calls and Speech». ICLR, 2017.

23. Киселёв С.Л. Разработка свёрточного ревербератора. Проблемы развития кинематографа и телевидения: сборник научных трудов. Выпуск 23. СПб.: СПбГУКиТ, 2011 г. С. 33-39

24. Frenett J. Reducing artificial reverberation requirements using time-variant feedback delay networks. Master's Thesis, University of Miami, FL. 2000.

25. Browne S. Hybrid reverberation algorithm using truncated impulse response convolution and recursive filtering. University of Miami, 2001.

26. Stewart R. Hybrid convolution and filterbank artificial reverberation algorithm using statistical analysis and synthesis. Final Project Report Submitted in partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science in Music Technology. The University of York, 2006.

27. Таранов Д.Д. Гибридный реверберационный алгоритм. Инженерный вестник Дона, 2013, №3.

28. Официальный сайт графической среды программирования Pure Data. URL: <https://puredata.info/> (дата обращения: 3.08.2024)

29. Puckett M. The Theory and Technique of Electronic Music. 2007.

ОБЗОР МОДИФИКАЦИЙ МЕТОДА ВЫБОРКИ ПО ЗНАЧИМОСТИ КОУЛА ПРИМЕНИТЕЛЬНО К МПП-КОДАМ

Нектов А.Р., разработчик ООО «Лаборатория Сфера», город Рязань, e-mail: nektov.a.r@labsphera.ru

Овинников А.А., к.т.н., доцент кафедры Телекоммуникаций и основ радиотехники Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: ovinnikov.a.a@tor.rsreu.ru

A REVIEW OF MODIFICATIONS OF COLE'S IMPORTANCE SAMPLING METHOD APPLIED TO LDPC

Nektov A.R., Ovinnikov A.A.

The paper describes the main parameters of LDPC, a decoder based on the belief propagation algorithm, and classifies sets of pseudo-code words that have a significant impact on the performance of these codes in the region of large SNR values. It describes the Cole's method used to improve the convergence of the process of modeling the noise immunity assessment of LDPC, which consists of three stages: searching for sets of traps and low-weight code words, assessing the degree of influence of each of them on the calculation of code characteristics, and using significance sampling to estimate the frame and bit error rate. In conclusion, the paper considers various modifications of the chosen approach to assessing the performance of LDPC, which are aimed at improving the accuracy of estimating the probability of errors and reducing computational costs compared to the original Cole's method.

Key words: LDPC, trapping sets, importance sampling, Cole's method.

Ключевые слова: МПП-коды, множества ловушек, выборка по значимости, метод Коула.

Введение

Коды с малой плотностью проверок на четность (МПП или Low-Density Parity-Check, LDPC) широко используются в системах связи, включая Wi-Fi, 5G и волоконно-оптические линии связи, а также в устройствах хранения данных. Современные стандарты накладывают очень жесткие требования на вероятность битовой ошибки, которая в некоторых случаях может достигать значений порядка 10^{-17} на бит. Для верификации синтезированных кодовых конструкций в рабочем диапазоне отношений сигнал-шум (ОСШ или Signal-to-Noise Ratio, SNR) следует выполнять долговременное моделирование, чаще всего по методу Монте-Карло, т.к. до сегодняшнего дня отсутствует возможность выполнить аналитический расчет частоты ошибок МПП-кодов для фиксированного ОСШ. Ввиду того, что точность оценивания вероятности ошибки при таком способе напрямую зависит от количества проводимых экспериментов, время до получения результата может составлять месяцы и даже годы, при условии использования высокопроизводительных вычислительных систем. При снижении числа пропускаемых через канал связи кодовых слов возрастает дисперсия оценок вероятностей ошибки декодирования, что может привести к потере смысла верификации как такового. Поэтому целесообразно переходить к таким статистическим методам моделирования, которые благодаря качественной априорной информации позволяют получать существенное ускорение в оценке интересующих показателей по сравнению с классическим подходом. На практике для МПП-кодов широкое применение нашел один из мето-

Дается описание основных параметров МПП-кодов, декодера на базе алгоритма распространения доверия, а также классификация множеств псевдо-кодовых слов, которые оказывают существенное влияние на производительность этих кодов в области больших значений ОСШ. Приводится описание метода Коула, применяемого для улучшения сходимости процесса моделирования оценки помехоустойчивости МПП-кодов, который состоит из трех этапов: поиска множеств ловушек и кодовых слов малого веса, оценки степени влияния каждого из них на расчет характеристик кода и применения выборки по значимости для оценки частоты пакетной и битовой ошибки. В завершении работы рассмотрены различные модификации выбранного подхода к оценке производительности МПП-кодов, которые направлены на улучшение точности оценивания вероятности ошибок и снижение вычислительных затрат по сравнению с исходным методом Коула.

дом уменьшения дисперсии – выборка по значимости (ВЗ или Importance Sampling, IS). Его отличительной особенностью является способность значительно повысить точность оценок вероятности ошибки для редких, но важных событий, которые далее будут подробно рассмотрены в настоящей работе.

Коды с малой плотностью проверок на четность

Коды с малой плотностью проверок на четность – линейные блочные коды, кодирование которых осуществляется перемножением вектора информационного сообщения длиной k на порождающую матрицу \mathbf{G} размером $k \times n$, в результате чего получается вектор \mathbf{x} длиной n , а скорость кодирования составляет $R = k/n$. При декодировании применяется проверочная матрица \mathbf{H} размером $(n-k) \times n$, которая связана с порождающей матрицей выражением $\mathbf{GH}^T = [0]$, где $[0]$ – нулевая матрица. Процедура декодирования считается успеш-

ной, если произведение $\mathbf{x}\mathbf{H}^T$, называемое синдромом, равно нулю.

Основное отличие этих кодов от обычных блочных заключается в том, что их проверочные матрицы \mathbf{H} являются разреженными, т.е. количество единиц в них значительно меньше нулей.

Коды МПП удобно представлять графом Таннера, где каждая j -я строка представляется проверочным узлом c_j , а каждый i -й столбец – переменным узлом v_i . Если элемент матрицы \mathbf{H} равен единице, то проверочный и переменный узлы, соответствующие номерам строки и столбца этого элемента, соединяются, образуя ребро графа. Степень d_v переменного и d_c проверочного узлов определяются количеством соединений с ними или же количеством единиц в столбце и строке проверочной матрицы соответственно. Если все узлы одного типа имеют одинаковые степени, то проверочная матрица и соответствующий МПП-код являются регулярными, в противном случае – нерегулярными.

Например, $\{2,4\}$ – регулярная матрица:

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix}.$$

Граф Таннера для этой матрицы представлен на рис. 1.

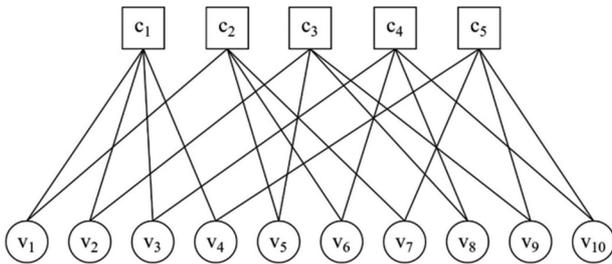


Рис. 1. Граф Таннера для $\{2,4\}$ -регулярной \mathbf{H} матрицы

Так как количество единиц одинаково для всех столбцов или строк, то код является регулярным. Обозначение $\{2,4\}$ подразумевает, что в каждом столбце проверочной матрицы по 2 единицы, а в каждой строке по 4, т.е. $d_v = 2$ и $d_c = 4$. Также граф Таннера характеризуется наличием циклов (замкнутых маршрутов, в которых каждое ребро встречается не более одного раза). Длина наименьшего цикла является обхватом графа и обозначается как g .

Декодирование МПП-кодов

Один из распространенных алгоритмов, используемых для декодирования МПП-кодов – алгоритм распространения доверия (АРД, или Belief Propagation, BP, или Message Passing Algorithm, MPA), суть которого в том, что полученные из канала логарифмические отношения правдоподобия (ЛОП или log-likelihood ratio, LLR), рассчитываемые по формуле (1) как L_i и показывающие, какая из гипотез (i -й бит равен 0 или 1) более вероятна (L_i больше или меньше 0 соответственно), итеративно пересылаются между проверочными и переменными

узлами. Под пересылкой подразумеваются некоторые математические операции, в результате которых происходит обновление ЛОП.

$$L_i = \ln \frac{\Pr(x_i = 0)}{\Pr(x_i = 1)}, \tag{1}$$

где $\Pr(x_i = 0)$ – вероятность того, что i -й элемент вектора \mathbf{x} равен 0.

На этапе инициализации АРД создается матрица \mathbf{Lq} , которая получается путем поэлементного перемножения вектора входных данных $\mathbf{Lc} = L_{ch}\mathbf{y}$ на каждую строку матрицы \mathbf{H} . Коэффициент L_{ch} определяется каналом связи и видом модуляции; \mathbf{y} – вектор данных, поступающих с канала. Например, в случае канала с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ или Additive White Gaussian Noise, AWGN) и двоичной фазовой модуляции $\mathbf{Lc} = 2\mathbf{y} / \sigma^2$, т.е. $L_{ch} = 2 / \sigma^2$, где σ^2 – дисперсия нормального шума в канале АБГШ.

Передача сообщений ЛОП от переменных узлов к проверочным осуществляется путем обновления матрицы \mathbf{Lr} , элементы которой вычисляются по выражению (2).

$$Lr_{ji} = 2 \tanh^{-1} \left(\prod_{V_j \setminus i} \tanh(Lq_{ij} / 2) \right), \tag{2}$$

где V_j – множество переменных узлов, соединенных с j -м проверочным узлом; $V_j \setminus i$ – это множество V_j без i -го элемента. Т.е. перемножение происходит по всем ненулевым элементам j -й строки матрицы \mathbf{Lq} за исключением i -го элемента.

После по выражению (3) следует обновить ЛОП-данные, по которым будут приняты жесткие решения.

$$LQ_i = \sum_{C_i} Lr_{ji} + Lc_i, \tag{3}$$

где C_i – множество проверочных узлов, соединенных с i -м переменным узлом.

Если $LQ_i > 0$, то $\hat{x}_i = 0$, в противном случае $\hat{x}_i = 1$.

Сообщения ЛОП от проверочных узлов к переменным передаются с помощью обновления (4) матрицы \mathbf{Lq} .

$$Lq_{ij} = \sum_{C_i \setminus j} Lr_{ji} + Lc_i, \tag{4}$$

где $C_i \setminus j$ – это множество C_i без j -го элемента.

Проиллюстрируем на рис. 2 и 3 передачу сообщений между узлами графа Таннера, изображенного на рис. 1.

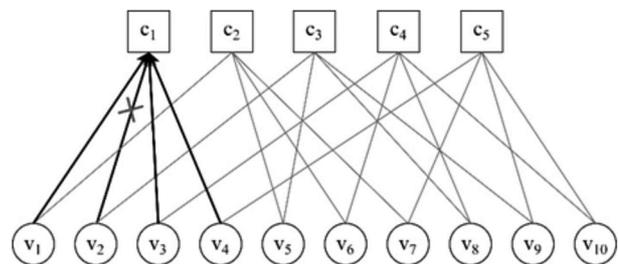


Рис. 2. Передача сообщения Lr_{12}

Итерации происходят до тех пор, пока не будет получен синдром $\hat{\mathbf{x}}\mathbf{H}^T$, состоящий из всех нулей, или будет достигнуто максимальное количество итераций.

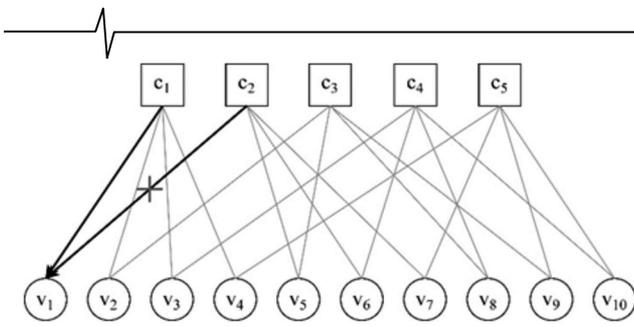


Рис. 3. Передача сообщения Lq_{12}

Множества ловушек

На производительность МПП-кодов с итеративным декодированием значительное влияние оказывают псевдо-кодовые слова, классификация которых отображена на рис. 4.



Рис. 4. Классификация псевдо-кодовых слов

Множества остановок (МО или Stopping Set, SS) главным образом рассматриваются в двоичном симметричном канале со стиранием (ДСКС или Binary Erasure Channel, BEC) [1]. Анализ МО не может быть напрямую применен к аддитивным шумовым каналам, таким как АБГШ и двоичному симметричному каналу (ДСК или Binary Symmetric Channel, BSC), которые имеют первостепенное значение в практических высоконадежных приложениях.

Множество ловушек (МЛ или Trapping Sets, TS) с параметрами (a, b) представляет собой вектор жестких решений длины n и веса Хэмминга a , которое приводит к b неудовлетворительным проверкам. С точки зрения графа Таннера, МЛ – набор из a переменных узлов, который индуцирует подграф с b проверочными узлами нечетной (в большинстве случаев первой) степени (т.е. b неудовлетворительных проверок) и произвольным числом проверочных узлов четной степени.

Элементарными считаются МЛ, для которых все проверочные узлы в подграфе имеют степень 1 или 2. Большинство множеств ловушек, которые оказывают сильное влияние на вероятность ошибки, являются элементарными.

Элементарные МЛ, у которых каждый переменный узел соединен по крайней мере с двумя удовлетворенными проверочными узлами, являются безлиственными [2].

Поглощающее множество (ПМ или Absorbing Set, AS) является множеством ловушек, у которого каждый переменный узел имеет соединений с неудовлетворенными проверочными узлами меньше, чем с удовлетво-

ренными [1]. При этом, если все переменные узлы графа, за исключением принадлежащих данному ПМ, соединены с неудовлетворенными проверочными узлами, также принадлежащими данному ПМ, меньше, чем с остальными проверочными узлами графа, то это полностью поглощающее множество (ППМ или Fully Absorbing Set, FAS). Определение элементарности (полностью) поглощающего множества такое же как для МЛ.

Производительность МПП-кодов с итеративным декодированием в каналах АБГШ и ДСК в области большого ОСШ определяется обобщенным весовым спектром (совокупностью целых чисел A_d , показывающих количество кодовых слов с весом d , и совокупностью целых чисел B_a , показывающих количество псевдо-кодовых слов с весом a) кода, который состоит не только из кодовых слов малого веса, но и из множеств ловушек. Это связано с тем, что итеративные декодеры часто попадают под воздействие определенных шумовых шаблонов МЛ, из которых они не могут выбраться в процессе итеративной обработки входных сообщений.

В практических приложениях с очень низкими уровнями вероятности битовой или пакетной ошибки оценка способности МПП-кода удовлетворить эти требования классическим методом Монте-Карло может занимать месяцы и даже годы. Поэтому разумно рассмотреть альтернативные подходы, одним из которых является метод, предложенный Коулом в [3], основанный на использовании ВЗ. Описание этого метода приведено ниже.

Поиск множеств ловушек и определение их степени влияния, метод выборки по значимости

Предложенный метод состоит из трех этапов. Первый – поиск множеств ловушек, суть которого заключается в том, чтобы часть входных данных АРД-декодера исказить шумом с определенным образом подобранными законом распределения и числовыми характеристиками. Передаваемое кодовое слово при этом является нулевым, так как в случае симметричного канала связи и линейного кода оно будет эквивалентно случайному кодовому слову. Тогда в случае двоичной фазовой модуляции вектор u будет состоять исключительно из единиц.

Важно правильно выбрать позиции входного вектора ЛОП данных, к которым будет применен шум, называемый «импульсом ошибки». Для этого предлагается использовать локальную структуру графа Таннера, позволяющую значительно сократить пространство поиска.

Выбирается корневой переменный узел, и относительно него граф разворачивается в дерево.

Если корневому переменному узлу присвоено значение «1», то для удовлетворения всех проверочных узлов первого уровня под каждым из них нечетное число переменных узлов должны быть равны «1». Предполагается, что таких переменных узлов под каждым проверочным будет по одному, что соответствует элементарному МЛ. Следовательно, в качестве кандидатов на ввод ошибки будет выбрана комбинация из корневого узла и одного переменного, расположенного под каждым проверочным узлом первого уровня. Необходимо рассмотреть все такие комбинации, а также все n переменных узлов в качестве корневого. В таком случае рассматривается

$n(d_c - 1)^{d_v}$ комбинаций из $d_v + 1$ позиций, в которые следует направить импульс ошибки, обозначаемый ϵ_1 .

С увеличением длины кода улучшается его корректирующая способность, и для обнаружения множества ловушек становится недостаточно просто вводить импульсную ошибку в $d_v + 1$ позиции. Поэтому для более длинных кодов дополнительно предлагается в остальные $n - d_v - 1$ позиции вместо ЛОП = 1, что соответствует передачи «0», посылать значение $\gamma \in (0; 1)$.

В случае еще более длинного кода этот подход требует очередной модернизации. Объясним это на примере кода {3,6}, дерево для которого представлено на рис. 5. Чтобы не нагружать рисунок, отобразим только по одному переменному узлу под каждым проверочным вместо 6. Передаваемое кодовое слово также состоит только из нулевых битов.

Переменные узлы второго уровня дерева будут получать следующие сообщения:

- 1) данные канала Lc ,
- 2) «неверные» сообщения Lq от проверочных узлов, подключенных к переменным, имеющим импульс ошибки ϵ_1 ,
- 3) 2 «правильных» сообщения Lq от проверочных узлов, подключенных к переменным узлам, искаженным мультипликативным шумом γ .

Поскольку 3 сообщения Lq будут иметь примерно одинаковую величину, 2 «правильных» сообщения превосходят «неверное», а Lc только усиливает безошибочный расчет LQ , в результате чего декодер исправляет ошибку, и МЛ не обнаруживается. Для предотвращения этого предлагается дополнительно вводить в позиции переменных узлов второго уровня (всего $d_v(d_v - 1)(d_c - 1)$) импульс ошибки $\epsilon_2 \in (\gamma; \epsilon_1)$.

В общем случае, количество битов, необходимое для формирования импульса ошибки, способного определить доминирующее множество ловушек, зависит от n, k . Для большего n обычно требуется исказить импульсным шумом больше бит в кодовом слове.

В случае нерегулярных кодов переменные узлы низкой степени содержат почти все доминирующие множества ловушек, поэтому имеет смысл осуществлять перебор корневого узла по возрастанию его степени, и часто достаточно ограничить поиск первыми двумя степенями. При этом значения параметров $\epsilon_1, \epsilon_2, \gamma$ и количество битов импульса ошибки зависят от степени корневого узла в текущем дереве.

У высокоскоростных ($R \geq 0.75$) МПП-кодов также есть свои особенности. Так как эти коды имеют степени проверочных узлов больше, чем аналогичные коды с более низкой скоростью, требуется рассматривать большее количество комбинаций элементов для ввода импульсного шума. Поэтому предлагается использовать число элементов, обозначаемое как v_{num} , меньше $d_v + 1$, то есть рассматривать переменные узлы не под каждым проверочным первого уровня. При этом длина кода n , при которой требуется вводить импульс ϵ_2 , оказывается большей по сравнению с невысокоскоростными кодами.

Если в процессе декодирования входного вектора с текущей шумовой комбинацией по достижению максимального количества итераций не достигнут нулевой синдром, то МЛ определяется как битовый вектор, соответствующий синдрому с минимальным весом Хэмминга по всем итерациям при текущем входном векторе.

Также важно правильно выбрать параметры поиска $\epsilon_1, \epsilon_2, \gamma$. Увеличение ϵ_1 повышает количество найденных МЛ, но также увеличивает и среднее число итераций, необходимых для каждого декодирования, что приводит к увеличению времени вычислений. При этом для коротких кодов, к которым не нужно применять импульс ошибки ϵ_2 , существует некоторое значение ϵ_1 , при котором обнаруживаются основные значимые множества ловушек, и не имеет смысла повышать ϵ_1 выше этого значения.

Результатом выполнения первого этапа является список преобладающих множеств ловушек и кодовых слов малого веса, но так как не все найденные мно-

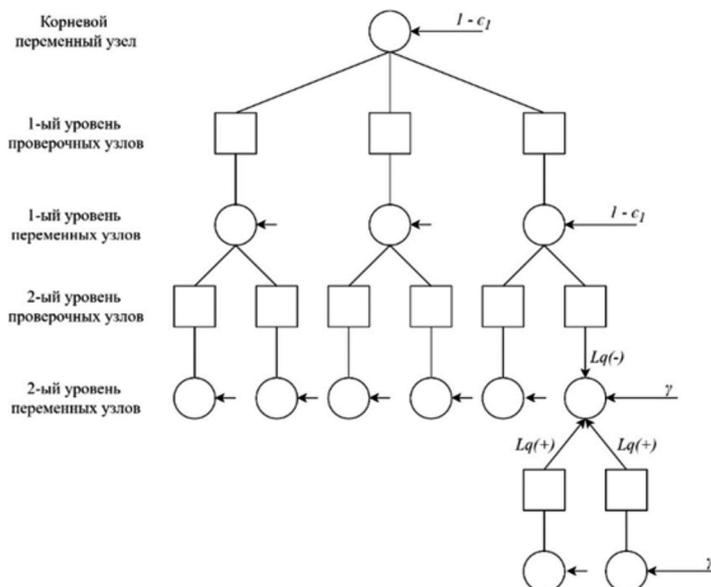
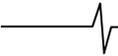


Рис. 5. Дерево для определения позиций ввода импульсного шума



жества ловушек являются равнозначными, то необходимо определить степень влияния каждого из найденных МЛ, что выполняется на втором этапе. Для этого в позиции бит, принадлежащих МЛ, вводится детерминированный шум и определяется его величина, при которой происходит переход от правильного декодирования к ошибке. Определение этой границы осуществляется методом двоичного поиска в пределах от $\epsilon_{\min} = 1$ до

$\epsilon_{\max} = \epsilon_1$ (в данном случае, ϵ_1 – параметр первого этапа). Величина шума ϵ_i на i -й итерации поиска обновляется по выражению (5). Знак \pm определяется тем, смог (+) декодер исправить детерминированную ошибку или нет (-). При этом величина шума на первой итерации поиска определяется как (6). Т.е. происходит обновление одного из пределов (верхнего или нижнего) поиска, и искомая величина ϵ по итогу i -й итерации принимает значение одного из этих пределов, что с точностью до $(\epsilon_{\max} - \epsilon_{\min}) / 2^i$ будет соответствовать истинному значению. Тогда погрешность результата поиска будет определяться максимальным количеством p итераций как $(\epsilon_{\max} - \epsilon_{\min}) / 2^p$. Следовательно, чем больше итераций, тем выше точность, однако в слишком большой точности нет необходимости. Максимального количества итераций $p = 10$ обычно более чем достаточно для достижения высокой точности оценивания мощности детерминированного шума, приводящего к ошибкам декодирования [3]. При использовании на первом этапе параметров γ и ϵ_2 требуются дополнительные экспериментальные проверки для оценки результативности применения двоичного поиска.

$$\epsilon_i = \epsilon_{i-1} \pm (\epsilon_{\max} - \epsilon_{\min}) / 2^i, \quad (5)$$

$$\epsilon_1 = (\epsilon_{\max} - \epsilon_{\min}) / 2. \quad (6)$$

Так же влияние МЛ определяется и количеством битов, т.е. параметром a . Таким образом, величина, характеризующая степень влияния МЛ, представляет собой суммарную мощность шума, который является границей между правильным и неправильным декодированием, всех битов МЛ и определяется как квадрат евклидова расстояния до порога ошибки, определяемого детерминированным шумом, направленным в позиции битов МЛ (7). Выражение ниже справедливо для случая, когда в a позиций битов МЛ вводится одинаковое значение импульсного шума ϵ .

$$d_e^2 = a\epsilon^2. \quad (7)$$

На третьем этапе осуществляется оценка вероятностей битовой и кадровой ошибок методом ВЗ, идея которого основывается на том, что некоторые значения случайной величины в процессе моделирования имеют большую значимость (вероятность) для оцениваемой функции, чем другие, и необходимо выбрать распределение, которое способствует выбору «более вероятных» значений случайной величины.

При классическом моделировании методом Монте-Карло в канале АБГШ генерируются зашумленные реализации $\mathbf{y} = \mathbf{x} + \mathbf{n}$ с нормальной плотностью распределения вероятности $f(\mathbf{y})$, рассчитываемой по выражению (8). Применяя метод ВЗ, Коул использует взвешенную сумму плотностей распределения вероятности со сме-

женным средним $f^*(\mathbf{y})$ (9). Смещение осуществляется путем зашумления мягких решений в соответствии с позициями a битов МЛ, тогда $\mathbf{y} = \mathbf{x} - \boldsymbol{\mu}_m + \mathbf{n}$, где $\boldsymbol{\mu}_m$ – вектор длины n с нулями во всех позициях, кроме тех, что соответствуют m -у множеству ловушек или кодовому слову малого веса. При этом по-прежнему передается нулевое кодовое слово, т.е. $x_i = 1$.

$$f(\mathbf{y}) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma)^n} \exp\left(-\frac{\|\mathbf{y}-1\|^2}{2\sigma^2}\right), \quad (8)$$

$$f^*(\mathbf{y}) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma)^n} \exp\left(-\frac{\|\mathbf{y}-1+\boldsymbol{\mu}_m\|^2}{2\sigma^2}\right), \quad (9)$$

где M – множество МЛ и кодовых слов малого веса, найденных на первом этапе.

В таком случае альтернативная оценка кратности ошибки на пакет длиной n будет определяться выражением (10).

$$\hat{P}_{fs} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P I_e(\mathbf{y}) w(\mathbf{y}), \quad (10)$$

где P – количество реализаций для каждой из M плотностей; $I_e(\mathbf{y})$ – индикаторная функция наличия ошибки (окончательное состояние декодирования не является кодовым словом, состоящим из всех нулей); $w(\mathbf{y}) = f(\mathbf{y}) / f^*(\mathbf{y})$ – весовая функция. Т.е. происходит накопление весовой функции с каждой реализацией.

При программной реализации может возникнуть проблема расчета весовой функции $w(\mathbf{y})$, когда $f(\mathbf{y})$ может быть равна нулю при очень большом отрицательном аргументе экспоненты всех членов суммы, что приведет к делению на ноль. Во избежание этого предлагается добавить небольшую постоянную величину ψ в аргументы экспонент числителя и знаменателя $w(\mathbf{y})$. Коул рассматривает вариант $\psi = n/2$, объясняя это следующим образом: аргумент экспоненты члена знаменателя весовой функции определяется как (11) и является случайной величиной с математическим ожиданием $E[z]$, определяемым выражением (12). Тогда прибавляя $-\psi$ к z , получим 0 в аргументе экспоненты и, как следствие, 1 в знаменателе $w(\mathbf{y})$.

$$z = -\frac{\|\mathbf{n}\|^2}{2\sigma^2} = -\frac{\sum_{i=1}^n n_i^2}{2\sigma^2}, \quad (11)$$

$$E[z] = \frac{n^2 \sigma^2}{n 2\sigma^2} = \frac{n}{2}. \quad (12)$$

Следует пояснить, что в выражениях (11) и (12) n и n_i – вектор шумовых отсчетов и сами отсчеты соответственно, а n – длина кодового слова.

Включение всех M найденных МЛ и кодовых слов малого веса требует большого общего количества реализаций зашумленных сообщений, что приведет к увеличению времени расчета. Для снижения затрат расчета из найденных на первом этапе исключаются МЛ, имеющие показатель d_e^2 , превышающий некоторую пороговую величину, устанавливаемую пользователем. Т.е. M ограничивается только оказывающими наибольшее влия-

яние МЛ и кодовыми словами малого веса.

Вероятности пакетной и битовой ошибки будут оцениваться по выражению (10), однако при расчете вероятности битовой ошибки $w(y)$ делится на отношение количества ненулевых бит окончательного состояния декодера к n для каждой реализации.

При моделировании ВЗ предлагается отслеживать все возникающие ошибки и сравнивать МЛ, соответствующее текущей ошибке, с тем, на которое была ориентирована эта шумовая реализация. В случае несоответствия следует фиксировать новые МЛ и частоту их появления. При этом новое множество будет содержать много битов, общих с некоторыми из уже имеющихся МЛ, так как в области ошибок находится близко к ним, и, как следствие, уже учитываться в оценке \hat{P}_{fis} . При увеличении ОСШ новые множества будут появляться все реже, так как «облака» шума будут становиться более концентрированными и с меньшей вероятностью будут отклоняться от предполагаемой области ошибки. Список новых МЛ позволяет оценить степень первоначального покрытия обнаруженных областей ошибок. Если параметры ϵ_1 , ϵ_2 , γ , используемые на первом этапе, выбраны правильно, то список новых МЛ будет небольшим.

Направления возможных модификаций метода Коула

В методе Коула есть параметры, применение которых ограничено параметрами рассматриваемого кода, а также не определен диапазон их допустимых значений. Так, например, на первом этапе есть параметры ϵ_1 , ϵ_2 , γ , E_b/N_0 , v_{num} , b_{max} , применяемые для поиска МЛ, но нет каких-то правил или рекомендаций по выбору их значений для различных МПП-кодов, в том числе нерегулярных и высокоскоростных, только примеры, которые рассматривает Коул. При этом есть ограничения на применение этих параметров, которые также размыты: параметр γ рекомендуется использовать при $n \geq 2000$ для кодов {3,6}, ϵ_2 для этого же класса кодов – при $n \geq 5000$ в дополнении к γ . В [4] предложены следующие ограничения: для коротких ($n \leq 4000$) кодов ϵ_1 находится в пределах $[2\epsilon_2, 8\epsilon_2]$, для длинных – $[1.1\epsilon_2, 2\epsilon_2]$. Для высокоскоростных кодов параметр v_{num} должен быть меньше $d_v + 1$, при этом нет определения, какое именно значение должен принимать этот параметр. В [4] также предложены ограничения на параметр v_{num} для нерегулярных МПП-кодов: диапазон принимаемых значений – от $d_{v_{max}} + d_{v_{min}}$ до $d_{v_{max}} + 2\text{card}[\text{var}_{deg}/d_{v_{max}}] + 1$, где $d_{v_{max}}$ и $d_{v_{min}}$ – максимальное и минимальное значения d_v , а $\text{card}[\text{var}_{deg}/d_{v_{max}}]$ – число различных d_v за исключением максимального. Обнаруженное МЛ не учитывается в дальнейшем расчете, если его параметр b больше некоторого порога b_{max} ввиду того, что степень влияния зависит также от соотношения a и b : чем больше b по сравнению с a , тем меньшее влияние оказывает МЛ. Также нет обоснования выбора количества итераций

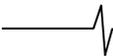
декодирования. На первом и втором этапе вектор входных данных домножается на коэффициент канала, который в случае АБГШ канала определяется параметром ОСШ, при значении которого предполагается исследование производительности МПП-кода. Пределы ОСШ, которые следует рассматривать в рамках данного метода тоже не обозначены. На третьем этапе список МЛ ограничивается по показателю d_c^2 (меньше определенного порога), однако нет упоминаний о выборе порогового значения этого параметра для просеивания кандидатов под имитационное моделирование.

Рассмотрим теперь возможные варианты модификаций описанного в предыдущем разделе метода. Наиболее вариативным является первый этап. Например, при формировании вектора импульсов ошибки можно применить метод, описанный в [5]. Его суть заключается в следующем: МЛ чаще всего образуются перекрывающимися короткими циклами в графе Таннера. Поэтому для каждого переменного узла необходимо для начала обнаружить все кратчайшие циклы. После этого выделить уникальные кодовые вершины, принадлежащие этим циклам, составив по ним соответствующую таблицу, строки которой будут использоваться в качестве наборов индексов для наложения импульсного шума в методе ВЗ. Согласно материалам публикации [5] такой подход позволяет получить хорошее приближение по точности оценивания вероятности ошибки к методу Монте-Карло при значительно сниженной вычислительной нагрузке. Рассмотренная идея может быть применена в способе, предложенном Коулом, на первом и втором этапах.

В работе [4] предлагается модифицировать первый этап метода Коула следующим образом: 1) Пусть Z – размер циркулянта, тогда для квазициклического регулярного МПП-кода можно уменьшить количество $n(d_c - 1)^{d_v}$ комбинаций позиций ввода импульсного шума в Z раз; 2) Переменный узел учитывается при формировании МЛ в случае, если он образует цикл с остальными узлами МЛ; 3) Вводится ограничение на число итераций декодирования от I_{avg} до I_{max} , где I_{avg} и I_{max} – среднее и максимальное количество итераций декодирования. Это позволило ускорить поиск МЛ в несколько десятков раз по сравнению с классической реализацией метода Коула.

Наряду с обнаружением МЛ в методе Коула имеется возможность находить и кодовые слова малого веса. Так, например, в коде (96,48) были выделены первые три компонента весового спектра [6]. Причем две младшие, с весом Хэмминга 6 и 8 соответственно, составлены абсолютно точно, а в ансамбле кодовых слов веса 10 имеются прогалы. Для более длинных кодовых конструкций оценка минимального кодового расстояния становится затруднительной, что подтверждается результатами в работах [3] и [6], однако задача становится более реалистичной при условии применения рассматриваемых модификаций.

На втором этапе метода Коула выполняется оценка степени влияния МЛ на производительность МПП-кода на основе определения границы «срабатывания» ошибки декодирования. Однако, для относительно длинных



кодов поиск ловушек на первом этапе осуществляется с применением дополнительных параметров, таких как γ и ϵ_2 , которые никак не учитываются в алгоритме двоичного поиска. Существует гипотеза, что в этих условиях для многих МЛ граница «срабатывания» ошибки декодирования может быть не определена. Возможно, потребуется модификация алгоритма двоичного поиска, учитывающая влияние дополнительных параметров, задействованных на первом этапе метода Коула.

Также на втором этапе можно применить модификацию на основе метода, описанного в работах [7, 8], суть которых состоит в следующем: МЛ с одинаковыми параметрами (a, b) могут оказывать разное влияние на итоговую производительность кода ввиду наличия различного количества циклов в индуцированном связанном подграфе. Предлагается вводить третий параметр e , характеризующий наличие и количество циклов. В таком случае, МЛ с одинаковыми параметрами (a, b, e) оказывают примерно одинаковое влияние на производительность, следовательно, их можно объединить в одну группу и рассчитывать параметр d_e^2 для всех МЛ группы целиком. В результате применения предложенного метода, на основе такой классификации МЛ, авторы получили точность оценки частоты пакетной ошибки, близкую к методу Монте-Карло, при этом удалось сократить время расчета на порядки.

В работе [9] было рассмотрено применение ВЗ при использовании различных статистических методов распределения случайной величины, таких как: нормального, равномерного и Коши. По критериям модифицированного нормированного отклонения и среднеквадратичной ошибке равномерное распределение оказалось лучше остальных, то есть позволило обеспечить большую точность оценивания вероятности ошибок при высоких ОСШ для рассматриваемых МПП-кодов.

На заключительном этапе Коул предлагает при моделировании ВЗ осуществлять фиксацию всех ранее не выявленных МЛ. При этом их вклад в итоговую оценку вероятности ошибки остается неочевидным, т.к. повторное выполнение процедуры расчета параметра d_e^2 не предусмотрено методом Коула. Поэтому следует провести дополнительные исследования, направленные на определение целесообразности выполнения такой проверки, т.к. она существенно увеличивает время выполнения третьего этапа.

Заключение

В рамках проведенного обзора было установлено, что метод Коула представляет собой мощный инструмент для расчета производительности МПП-кодов, в особенности в области относительно высоких ОСШ, где наблюдается так называемая «полка», обусловленная различными факторами. При этом присутствует серьезный дефицит публикаций по этой тематике, которые бы детально раскрывали особенности такого подхода к

оценке помехоустойчивости канальных кодеров. Вероятнее всего это связано с большой вариабельностью метода ВЗ в части подготовки априорных данных по наиболее значимым областям пространства кодовых векторов, отсутствием возможности точного аналитического описания допустимых диапазонов используемых параметров. Всё это приводит к чрезмерному эмпиризму в развитии метода Коула. Однако, проведенный в настоящей работе анализ показывает, что даже в рамках базовой публикации [3] имеется ряд белых пятен, которые следует уточнять и прорабатывать. Более того, комбинируя различные модификации метода Коула возможно значительно снизить вычислительные затраты и повысить точность оценки вероятности ошибки каждого из улучшений в отдельности, что будет принято к реализации в последствии.

Исследование выполнено за счет средств гранта Российской научного фонда № 23-21-10100.

Литература

1. Bordeaux L., Hamadi Y., Kohli P. Tractability: Practical Approaches to Hard Problems. Cambridge University Press. 2014.
2. Bashirreza Karimi, Amir.H Banihashemi. Construction of QC-LDPC Codes with Low Error Floor by Efficient Systematic Search and Elimination of Trapping Sets. Available at: arxiv.org/abs/1902.07332v3. (accessed: 25.10.2024).
3. Cole C. A., Wilson E. H., Giallorenzi T. A general method for finding low error rates of LDPC codes. Available at: arxiv.org/abs/cs/0605051. (accessed: 03.11.2024)
4. Усатюк В.С., Егоров С.И. Построение LDPC-кодов с использованием модифицированного метода выборки по значимости Коула. Известия Юго-Западного государственного университета. 2023. Т. 27, № 1. С. 92-110.
5. Cavus Enver, Haymes Charles L., Daneshrad Babak. Low BER Performance Estimation of LDPC Codes via Application of Importance Sampling to Trapping Sets. IEEE Transactions on Communications. 2009, vol. 57, no. 7, pp. 1886-1888.
6. Cole C. A., et al. Analysis and Design of Moderate Length Regular LDPC Codes with Low Error Floors. 40th CISS, 2006. 2006, pp. 823-828.
7. X. Zheng, F. C. M. Lau, C. K. Tse, Y. He, M. Z. Wang. Evaluation of the Extremely Low Block Error Rate of Irregular LDPC Codes. 2009 IEEE International Conference on Communications. 2009, pp. 1-5.
8. X. Zheng, F. C. M. Lau, C. K. Tse. Differentiating trapping sets with the same label [w; u]. 2009 7th International Conference on Information, Communications and Signal Processing (ICICS). 2009, pp. 1-5.
9. Угловский А.Ю., Мельников И.А., Алексеев И.А., Куреев А.А. Оценка низкого уровня ошибок с помощью выборки по значимости с равномерным распределением. Проблемы передачи информации. 2023. Т. 59, № 4. С. 3-12.

УДК 004.855

ИССЛЕДОВАНИЕ НЕЙРОСЕТЕВЫХ АЛГОРИТМОВ ДЛЯ СЕГМЕНТАЦИИ ВОДНЫХ УЧАСТКОВ НА СПУТНИКОВЫХ SAR ИЗОБРАЖЕНИЯХ

Сенников А.В., аспирант кафедры цифровых технологий и машинного обучения Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова, e-mail: alexeysennikov76@yandex.ru

Ларионов Р.В., аспирант кафедры цифровых технологий и машинного обучения Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова, e-mail: rv.larionov@yandex.ru

Хрящев В.В., к.т.н., доцент кафедры цифровых технологий и машинного обучения Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова, e-mail: v.khryashchev@uniyar.ac.ru

Приоров А.Л., д.т.н., профессор кафедры цифровых технологий и машинного обучения Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова, e-mail: pri@uniyar.ac.ru

INVESTIGATION OF NEURAL NETWORK ALGORITHMS FOR SEGMENTATION OF WATER AREAS ON SATELLITE SAR IMAGES

Sennikov A.V., Larionov P.V., Xryashev V.V., Priorov A.L.

The article considers an algorithm for water area segmentation using satellite SAR images. The study used a set of 27 satellite images with a spatial size of approximately 200 by 300 kilometers with a resolution of 10 meters per pixel. Three models with the ResNet 34+U-Net, SegFormer_b5 and SegNeXt_I architectures are used as neural network models. The corresponding algorithm accepts patches with 2 channels – VV and VH – as input and produces a binary segmentation mask at the output. To evaluate the performance of the models, such metrics as Dice, F measure, accuracy and recall were used. The highest Dice value was 0.9. However, all models have difficulties in accurate segmentation of images at the boundaries of water surfaces, which leads to a large number of false positives. Also, within the framework of this study, an assessment of the impact of speckle noise on the quality of the neural network model was carried out, which showed that even with a noticeable increase in noise, measured by the PSNR metric, dropping to values of 9.65-9.86 dB, the model does not lose accuracy. Both for the original set and for the noisy one, the value of the Dice metric remains within 0.96-0.97, the F1 metric – within 0.81-0.82 and the Recall metric – within 0.97-0.98.

Key words: satellite image segmentation, SAR images, deep machine learning, neural networks, speckle noise.

Ключевые слова: сегментация спутниковых изображений, SAR изображения, глубокое машинное обучение, нейронные сети, спекл-шум.

Введение

В настоящее время использование данных дистанционного зондирования земли (ДЗЗ) нашло широкий спектр применения в различных отраслях экономики, например, для оценки лесной биомассы, управления сельскохозяйственными и природными ресурсами, в задачах геологии, для предупреждения стихийных бедствий [1-3]. Для решения подобных задач в настоящее время широко используются алгоритмы автоматической обработки изображений со спутников, полученных в разных диапазонах электромагнитного спектра, реализованные с помощью современных нейросетевых моделей [4-10].

В данной работе рассматривается задача определения водных поверхностей на спутниковых изображениях, полученных в радиодиапазоне. Она относится к задаче мониторинга водоемов, входящей в группу задач мониторинга земной поверхности, к которой относится также мониторинг сельскохозяйственных полей и лесного покрова. Одной из целей подобных исследований является мониторинг наводнений в режиме онлайн, а также оценка их масштаба.

Рассматривается алгоритм сегментации водных участков с использованием спутниковых SAR изображений. Для проведения исследования применялся набор из 27 спутниковых изображений, обладающих пространственным размером приблизительно 200 на 300 километров с разрешением 10 метров на пиксель. В качестве нейросетевых моделей используются три модели с архитектурами ResNet-34+U-Net, SegFormer_b5 и SegNeXt_I. Соответствующий алгоритм принимает на вход патчи с 2 каналами – VV и VH, а на выходе выдает бинарную маску сегментации. Для оценки работы моделей использовались такие метрики, как Dice, F-мера, точность и полнота. Наибольшее значение Dice составило 0,9. Однако все модели имеют трудности в точной сегментации изображений на границах водных поверхностей, что приводит к большому числу ложных пропусков. Также в рамках данного исследования проведена оценка влияния спекл-шума на качество работы нейросетевой модели, которая показала, что даже при заметном увеличении зашумленности, измеренной метрикой PSNR, опускающейся до значений 9,65-9,86 дБ, модель не теряет точность работы. Как по исходному набору, так и по зашумленному значению метрики Dice остается в пределах 0,96-0,97, метрики F1 – в пределах 0,81-0,82 и метрики Recall – в пределах 0,97-0,98.

Специфика задачи мониторинга наводнений заключается в том, что они обычно сопровождаются сопутствующими негативными погодными условиями – дождями, сильным ветром, облачностью. В связи с этим



данные со спутника, полученные в оптическом диапазоне, где атмосферные помехи особенно значимы, являются не самым подходящим источником информации для мониторинга. Поэтому для такого рода задач часто используют спутниковые изображения в радиодиапазоне, полученные с помощью радаров с синтезированной апертурой (PCA, SAR). Благодаря им можно проводить исследования, игнорируя атмосферные условия [11-15]. Однако при этом на изображениях, получаемых с помощью систем PCA, присутствует высокий уровень шума, обусловленного природой обратного рассеяния радара (радиолокационной станции, РЛС). Самым большим источником шума на изображении PCA традиционно является спекл-шум [16], поэтому в данной работе также исследуется его влияние на качество работы нейросетевой модели.

Целью работы является разработка и исследование алгоритма сегментации водных участков на спутниковых изображениях в радиодиапазоне с использованием современных нейронных сетей и методов глубокого машинного обучения.

Описание набора спутниковых изображений

Для проведения исследования создан набор 16-битных радиолокационных изображений с использованием открытой электронной базы проекта Copernicus [17]. Каждое изображение охватывало пространственную область размером приблизительно 200 на 300 километров с разрешением 10 метров на пиксель. В состав каждого снимка входили два канала – VV и VH, предоставляющих информацию о вертикальной и горизонтальной поляризации соответственно. С целью улучшения качества изображений и повышения их информативности удалены тепловые шумы и шумы по краям, а также выполнена радиометрическая калибровка и геометрическая коррекция. Каждому изображению присвоена экспертная бинарная маска, определяющая области с водными поверхностями. Фрагменты из набора данных с соответствующими масками представлены на рис. 1. Для обучения из исходных больших изображений с ша-

гом 256 пикселей сформированы патчи размером 512x512 пикселей. Изображения переведены из 16-битного в 8-битный формат. Полученный набор данных поделен на обучающую и тестовую выборки в соотношении 100 к 8 (или 25 к 2). Более подробная информация об используемом наборе изображений представлена в табл. 1.

Описание архитектур используемых нейросетевых моделей

Для решения задачи сегментации водных участков использовано 3 различных нейросетевых модели. В качестве первой использована широко применяемая в различных задачах сегментации данных ДЗЗ сверточная нейронная сеть U-Net, на входе которой находится базовая сеть с архитектурой ResNet-34 [18]. В качестве двух других алгоритмов выбраны нейронные сети на базе трансформеров, в основе которых лежит наличие механизма внимания: SegFormer [19] и SegNeXt [20].

Первая относится к типу нейронных сетей, полностью работающих с использованием трансформеров. Их главной особенностью является наличие механизма внимания, позволяющего ускорить обучение и связать все вводимые данные между собой. Эта особенность дает возможность выполнять параллельную обработку данных и учитывать контекст. Сеть SegFormer состоит из кодировщика и декодировщика. Кодировщик выполняет роль извлечения грубых и точных признаков из входного изображения и состоит из блока разбиения на патчи и 4 блоков-трансформеров. Декодировщик в SegFormer объединяет многоуровневые признаки, выработанные кодировщиком, для прогнозирования маски сегментации.

В качестве третьей модели использовалась нейросетевая модель с архитектурой SegNeXt. Она также относится к типу трансформеров и является улучшением архитектуры SegFormer. В кодировщике SegNeXt вместо блока внимания из SegFormer используется многомасштабный модуль сверточного внимания – MSCA (multi-scale convolutional attention). Совместно с 2 слоями нормализации батча и сетью прямого распространения, мо-

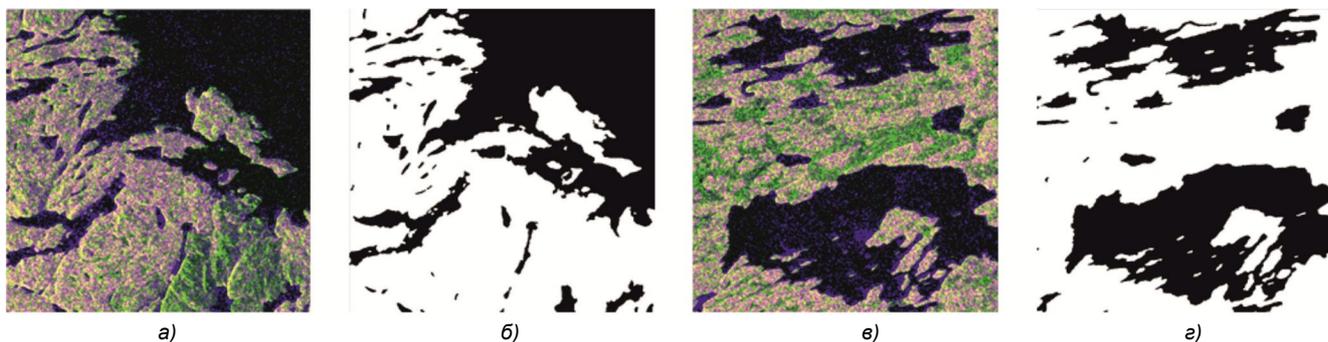


Рис. 1. Фрагменты изображений из набора (а, е) и соответствующие им маски (б, г)

Таблица 1. Статистика сформированного набора изображений

| | Обучающая выборка | Тестовая выборка |
|---------------------------------------|-------------------|------------------|
| Количество изображений | 25 | 2 |
| Количество патчей | 178817 | 13714 |
| Количество патчей с водными участками | 97679 | 7202 |
| Количество патчей без водных участков | 72226 | 6512 |

дугль MSCA образует блок MSCAN, являющийся основным структурным элементом кодировщика в SegNeXt, аналогичный трансформерному блоку в SegFormer. Блок MSCAN также повторен 4 раза. Декодировщик в SegNeXt отличается тем, что объединяет признаки, полученные только с 3 последних этапов, а не со всех 4, как в SegFormer, что повышает производительность и отбрасывает низкоуровневую информацию с первого этапа. Кроме того, он отличается наличием операции разложения матриц извлеченных признаков.

Результаты компьютерного моделирования алгоритмов сегментации

Рассмотрим результаты обучения и тестирования представленных моделей. Все они перед итоговым обучением имели веса, полученные при их обучении на доступных наборах изображений ImageNet и DeepGlobe Land Cover [21]. Обучение на наборе ImageNet дало способность решать задачу поиска низкоуровневых признаков, а на наборе DeepGlobe – решать задачу сегментации на спутниковых снимках. Обучение происходило с размером батча 4. Каждая из моделей обучалась тремя разными способами. Первые два – с балансировкой батча (*Balance50x50*), а также без его балансировки (*noBalance*). Третий способ (*AI*) заключался в подходе повышения инвариантности модели к различным аугментациям. Для него брался тот способ балансировки, который показал наиболее высокие результаты.

Специфика спутниковых изображений заключается в том, что они не привязаны к определенным углам поворота, а также могут подвергаться достаточно серьезным фотометрическим искажениям из-за угла наклона камеры. Поэтому стандартные методы обучения нейронных сетей могут давать худшие результаты в задачах сегментации спутниковых изображений. Подход повышения инвариантности к таким преобразованиям заключается в том, что предсказания по исходному изображению должны совпадать с предсказаниями по аугментированному после их обратного преобразования [22]. Для обучения на основе такого подхода использовалась общая функция потерь, которую можно выразить как:

$$L_{tot} = L_{seg}(x, y) + L_{seg}(A(x), A(y)) + \lambda L_{AI}(x, A(x)),$$

$$L_{AI}(x, A(x)) = \frac{1}{I} \sum_{i \in I} [f_i(x) - A^{-1}(f_i(A(x)))]^2,$$

где L_{tot} – общая ошибка потерь, L_{seg} – ошибка сегментации, L_{AI} – разница между предсказаниями по изоб-

ражению с аугментациями и без них, выраженная как среднеквадратичная ошибка, A – набор аугментаций, x – исходное изображение, y – экспертная разметка, f_i – предсказание модели, λ – модулирующий параметр. В качестве аугментаций использовались: изменение яркости, случайные повороты, искажение перспективы, отражение по вертикали и горизонтали.

Все обучаемые модели принимают на вход 2-канальный патч размером 512x512 пикселей, а на выходе выдают одноканальную бинарную маску с тем же размером, что и патч на входе.

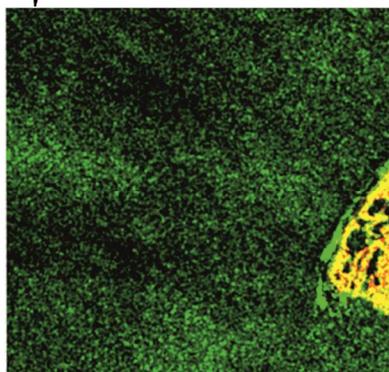
Для объективной оценки качества работы нейросетевых моделей использовались стандартные метрики, такие как точность (precision, P), полнота (recall, R), F-мера (F1) и коэффициент Сёренсена (Dice). В табл. 2 приведены результаты тестирования трех моделей. Здесь TP (true positive) – количество истинно положительных предсказаний, FP (false positive) – количество ложноположительных предсказаний, FN (false negative) – количество ложных пропусков.

Видно, что все модели достаточно хорошо определяют границы найденных объектов, на что указывает высокое значение коэффициента Сёренсена. Наибольшим значением, равным 0,9, обладают модели SegFormer_b5 и SegNeXt_1, обученные с балансировкой батча 50x50. Лучшее значение полноты получилось у модели ResNet-34+U-Net. Она обладает наибольшим количеством истинных предсказаний. Подход повышения инвариантности, примененный при обучении SegFormer_b5 и SegNeXt_1 на данном наборе изображений, привел к увеличению количества ложных срабатываний на 20-25% для обеих моделей. При этом количество истинных ответов и ложных пропусков изменилось незначительно. В связи с этим, у моделей, обученных с данным подходом, метрики точности и полноты хуже, чем у моделей, обученных без его использования. Кроме того, у всех моделей наблюдается большое количество ложных срабатываний. Это можно объяснить тем, что на изображениях много малых водных участков.

На рис. 2 на примере модели SegFormer_b5 представлен результат обработки двух изображений и приведено наглядное сравнение эталонной и предсказанных масок, которое подтверждает значения полученных выше метрик. На верхнем изображении большой участок сегментировался достаточно точно. Ошибки проявились на границе с земной поверхностью. Данный пример показывает ложные пропуски. На нижнем предсказании

Таблица 2. Результаты тестирования нейросетевых моделей

| Нейросетевая архитектура | Метрика | | | | | | |
|---------------------------------|---------|------|-----------|--------|-------|-------|-------|
| | Dice | F1 | Precision | Recall | TP | FP | FN |
| ResNet-34+U-Net, noBalance | 0,73 | 0,45 | 0,35 | 0,61 | 25157 | 45732 | 16270 |
| ResNet-34+U-Net, Balance50x50 | 0,74 | 0,44 | 0,32 | 0,71 | 29261 | 60768 | 12166 |
| SegFormer_b5, noBalance | 0,89 | 0,39 | 0,30 | 0,54 | 22282 | 50646 | 19145 |
| SegFormer_b5, Balance50x50 | 0,90 | 0,39 | 0,31 | 0,53 | 21963 | 49585 | 19464 |
| SegFormer_b5, AI + Balance50x50 | 0,87 | 0,39 | 0,25 | 0,50 | 20682 | 63119 | 20745 |
| SegNeXt_1, noBalance | 0,89 | 0,40 | 0,31 | 0,58 | 24447 | 51684 | 17980 |
| SegNeXt_1, Balance50x50 | 0,90 | 0,42 | 0,33 | 0,58 | 24231 | 49072 | 17196 |
| SegNeXt_1, AI + Balance50x50 | 0,88 | 0,40 | 0,30 | 0,61 | 25089 | 59950 | 16338 |



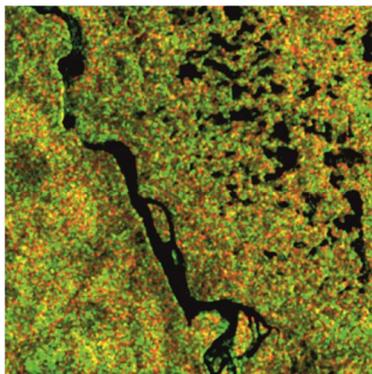
а) VV/VH



б) Эталонная маска



в) SegFormer_b5



а) VV/VH



б) Эталонная маска



в) SegFormer_b5

Рис. 2. Пример работы нейросетевого алгоритма для двух изображений

присутствуют ложные срабатывания, выраженные в том, что маленькие участки воды сегментируются более сглажено, чем в эталонной маске.

Оценка влияния спекл-шума на работу алгоритмов сегментации

Проведено также исследование влияния спекл-шума на работу нейросетевых алгоритмов. Для исследования использовалась модель спекл-шума, выраженная следующей формулой:

$$noise_{img} = img + img * gauss(mean, var),$$

где $noise_{img}$ – зашумленное изображение, img – исходное изображение, $gauss(mean, var)$ – случайный набор пикселей с размерностью изображения и гауссовским распределением с математическим ожиданием $mean$ и дисперсией var . Для моделирования использовалось нулевое математическое ожидание и значения дисперсии – 0,01; 0,05; 0,1; 0,5; 1. Для каждого значения математического ожидания и дисперсии создавался соответствующий набор изображений. Примеры изображения с разной степенью зашумленности представлены на рис. 3. На изображениях var – значение дисперсии, используемой при зашумлении.

Далее на каждом таком наборе тестировалась модель SegFormer_b5. Результаты тестирования приведены в табл. 3.

Тестирование на данных наборах показало, что при увеличении шума заметно падает количество ложных срабатываний. Отсюда можно сделать вывод о том, что это происходит из-за того, что изображения имеют большое количество малых объектов, на которых модель часто ошибается, а зашумление дало эффект того,

что модель стала чаще пропускать эти объекты.

Далее использовались только такие тестовые изображения, на которых присутствовали лишь средние и большие объекты, а тестовый набор данных фильтровался по размеру объектов. Подготовлено 2 дополнительных набора данных – набор изображений с минимальным размером объекта в 1000 пикселей и набор с минимальным размером объекта в 3000 пикселей. Для порога в 1000 пикселей количество изображений составило 7562, а для порога в 3000 – 6989 изображений. Результаты тестирования приведены в табл. 4 и табл. 5.

В обоих случаях все метрики, кроме Precision, стали очень высокими. Метрика Precision осталась низкой из-за большого количества ложных срабатываний на мелких объектах. Выход модели при данном тестировании не фильтровался по площади найденных объектов. Данные результаты также подтверждают предыдущие выводы о том, что модели плохо работают с малыми объектами. Также можно заметить, что даже при значительном увеличении шума модель является устойчивой к нему при сегментации средних и больших объектов, что подтверждает неизменность значений метрик при разных значениях добавленного шума.

Заключение

Разработан алгоритм сегментации водных участков с использованием SAR-изображений. Для реализации использовались 3 модели глубокого обучения – ResNet-34+U-Net, SegFormer_b5 и SegNeXt_I, каждая из которых обучалась тремя способами: первые два – с балансировкой батча, третий – без балансировки. Использован подход повышения инвариантности к аугментациям. Для

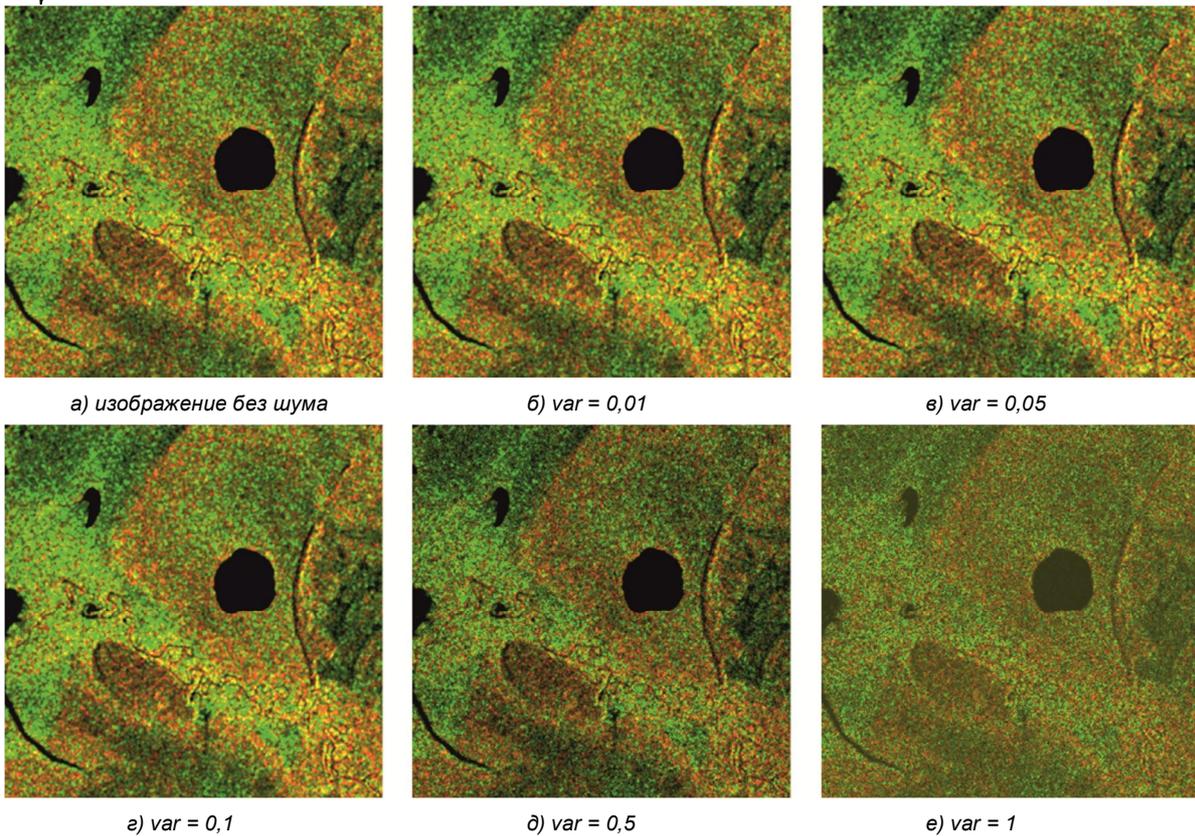


Рис. 3. Пример одного изображения с разной степенью зашумленности

Таблица 3. Тестирование модели SegFormer_b5 на зашумленных изображениях

| mean | var | TP | FP | FN | Precision | Recall | F1 | Dice |
|------|------|-------|-------|-------|-----------|--------|------|------|
| 0 | 0 | 22282 | 50646 | 19145 | 0,31 | 0,54 | 0,39 | 0,86 |
| 0 | 0,01 | 21952 | 49603 | 19475 | 0,31 | 0,53 | 0,39 | 0,90 |
| 0 | 0,05 | 21938 | 49449 | 19489 | 0,31 | 0,53 | 0,39 | 0,90 |
| 0 | 0,1 | 21921 | 49482 | 19506 | 0,31 | 0,53 | 0,39 | 0,90 |
| 0 | 0,5 | 20855 | 44194 | 20572 | 0,32 | 0,50 | 0,39 | 0,90 |
| 0 | 1 | 17443 | 35738 | 23984 | 0,33 | 0,42 | 0,37 | 0,90 |

Таблица 4. Тестирование модели SegFormer_b5 на изображениях с минимальным размером объекта 1000 пикселей

| mean | var | TP | FP | FN | Precision | Recall | F1 | Dice |
|------|------|------|------|----|-----------|--------|------|------|
| 0 | 0 | 1487 | 1836 | 17 | 0,45 | 0,99 | 0,62 | 0,97 |
| 0 | 0,01 | 1487 | 1840 | 17 | 0,45 | 0,99 | 0,62 | 0,97 |
| 0 | 0,05 | 1487 | 1808 | 17 | 0,45 | 0,99 | 0,62 | 0,97 |
| 0 | 0,1 | 1487 | 1814 | 17 | 0,45 | 0,99 | 0,62 | 0,97 |
| 0 | 0,5 | 1484 | 992 | 20 | 0,60 | 0,99 | 0,75 | 0,97 |
| 0 | 1 | 1479 | 497 | 25 | 0,75 | 0,98 | 0,85 | 0,96 |

Таблица 5. Тестирование модели SegFormer_b5 на изображениях с минимальным размером объекта 3000 пикселей

| mean | var | TP | FP | FN | Precision | Recall | F1 | Dice |
|------|------|-----|------|----|-----------|--------|------|------|
| 0 | 0 | 567 | 1294 | 6 | 0,30 | 0,99 | 0,47 | 0,98 |
| 0 | 0,01 | 567 | 1296 | 6 | 0,30 | 0,99 | 0,47 | 0,98 |
| 0 | 0,05 | 567 | 1275 | 6 | 0,31 | 0,99 | 0,47 | 0,98 |
| 0 | 0,1 | 567 | 1287 | 6 | 0,31 | 0,99 | 0,47 | 0,98 |
| 0 | 0,5 | 567 | 533 | 6 | 0,52 | 0,99 | 0,68 | 0,98 |
| 0 | 1 | 565 | 207 | 8 | 0,73 | 0,99 | 0,84 | 0,97 |

обучения подготовлен набор из 27 спутниковых изображений в радиодиапазоне, которые поделены на патчи размером 512x512 пикселей. Оценка качества работы обученных моделей происходила с помощью таких метрик как точность, полнота, F-мера и Dice. Исследование показало, что все 3 модели на хорошем уровне опреде-

ляют границы найденных участков, на что указывает высокое значение метрики Dice. Наибольшее ее значение (0,9) у моделей SegFormer_b5 и SegNeXt_l. Использование подхода повышения инвариантности к аугментациям на этом наборе изображений привело к увеличению числа ложных срабатываний на 20-25% для каждой

модели. Также установлено, что все модели в целом обладают большим количеством ложных срабатываний. В основном данные ошибки происходят на границах водных и земных участков, а также на малых водных участках.

Проведенный анализ влияния спекл-шума на качество работы моделей показал, что в данной задаче даже сильное его увеличение, выраженное опускающейся до значений 9,65-9,86 дБ метрикой PSNR, не влияет на значение метрик оценки качества работы модели. Как по исходному набору, так и по зашумленному значению метрики Dice остается в пределах 0,96-0,97, метрики F1 – в пределах 0,81-0,82, а метрики Recall – в пределах 0,97-0,98.

Литература

1. Гук А.П., Евстратова Л.Г. Дистанционное зондирование и мониторинг территорий. Ч. 1. Дистанционное зондирование. Теоретические основы и технические средства: учебник. М.: КУРС. 2024. 224 с.
2. Шовенгердт Р.А. Дистанционное зондирование. Методы и модели обработки изображений. М.: Техносфера. 2013. 624 с.
3. Khryashchev V., Larionov R. Wildfire Segmentation on Satellite Images using Deep Learning. 2020 Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT). pp. 1-5.
4. Алпатов Б.А., Ершов М.Д., Фельдман А.Б. Алгоритм обработки изображений для системы комбинированного видения летательного аппарата. Цифровая обработка сигналов. 2015. № 3. С. 8-14.
5. Барталев С.А., Ховратович Т.С. Анализ возможностей применения методов сегментации спутниковых изображений для выявления изменений в лесах. Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2011. Т. 8. № 1. С. 44-62.
6. Ерохин Д.Ю., Ершов М.Д. Современные сверточные нейронные сети для обнаружения и распознавания объектов. Цифровая обработка сигналов. 2018. № 3. С. 64-69.
7. Иванов Е., Тищенко И., Виноградов А. Сегментация мультиспектральных снимков с применением сверточных нейронных сетей. Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2019. Т. 16. № 1. С. 25-34.
8. Хрящев В.В., Приоров А.Л., Павлов В.А., Ларионов Р.В. Модификация архитектуры сверточной нейронной сети U-Net в задаче сегментации мультисканальных спутниковых изображений. Цифровая обработка сигналов. 2019. № 3. С. 39-45.
9. Романов А.А., Рубанов К.А. Сравнение методов объектно-ориентированной и нейросетевой классификации данных дистанционного зондирования Земли на основе материалов систем Landsat-5 и Orbview-3. Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2012. Т. 9. № 4. С. 29-36.
10. Родионова Н.В. Анализ изображений Sentinel 1 для весеннего паводка в Алтайском крае в апреле 2015 года и Рязанской области в апреле 2016 года. Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2017. Т. 14. № 1. С. 136-146.
11. Colin A. et al. Semantic segmentation of metoceanic processes using SAR observations and deep learning. Remote Sensing. 2022, vol. 14, no. 4, pp. 851.
12. Lv S., Meng L., Edwing D., Xue S., Geng X., Yan X.-H. High-performance segmentation for flood mapping of HISEA-1 SAR remote sensing images. Remote Sens. 2022. pp. 1-19.
13. Paul S., Ganju S. Flood segmentation on sentinel-1 SAR imagery with semi-supervised learning. arXiv preprint arXiv:2107.08369. 2021.
14. Сенников А.В., Ларионов Р.В., Хрящев В.В. Разработка алгоритма сегментации водных участков на спутниковых изображениях в радиодиапазоне. Цифровая обработка сигналов и ее применение (DSPA-2024): докл. 26-й междунар. конф. Москва, 2024. С. 220-225.
15. Khryashchev V., Kotov N., Larionov R., Priorov A. Semantic segmentation of satellite SAR-C images using deep learning based algorithms. 2022 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications "SYNCHROINFO-2022". Arkhangelsk. Russia. Conference Proceedings. 2022. pp. 1-5.
16. Li H., Huang B., Huang X. A level set filter for speckle reduction in SAR images. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing. 2010, vol. 2010, pp. 1-14.
17. Copernicus [Электронный ресурс]. URL: <https://www.copernicus.eu/en> (дата обращения 27.10.2024).
18. Ronneberger O., Fischer P., Brox T. U-Net: Convolutional Networks for Biomedical Image Segmentation. Medical Image Computing and Computer-Assisted Intervention – MICCAI 2015. Lecture Notes in Computer Science. Springer. 2015, vol. 9351, pp. 234-241. doi: 10.1007/978-3-319-24574-4_28.
19. SegFormer: Simple and Efficient Design for Semantic Segmentation with Transformers / Enze X. et al. Neural Information Processing Systems (NeurIPS). 2021, pp. 1-14.
20. SegNeXt: Rethinking convolutional attention design for semantic segmentation / Guo M. et al. Neural Information Processing Systems (NeurIPS). 2022, pp. 1-15.
21. Demir I., Koperski K., Lindenbaum D. (2018) Deepglobe 2018: A challenge to parse the earth through satellite images. In: The IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR) Workshops.
22. Tavera A., Arnaudo E., Masone C., Caputo B. Augmentation Invariance and Adaptive Sampling in Semantic Segmentation of Agricultural Aerial Images. Proceedings of the IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR) Workshops. 2022, pp. 1656-1665.