

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Научно-технический журнал
№ 2/2018

Издается с 1999 года
Выходит четыре раза в год

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

ЗАМЕСТИТЕЛИ ГЛАВНОГО РЕДАКТОРА:

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

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

д.т.н., проф. Ар.С. Аджемов, д.т.н., проф. Б.А. Алпатов,
д.т.н., проф. В.Г. Бартенов, д.т.н. Ю.И. Борисов,
д.т.н., проф. Ю.А. Брюханов, д.т.н., член-корр. РАН
А.В. Дворкович, д.т.н., профессор 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., проф. М.И. Кривошеев, д.т.н., акад. РАН Н.А. Кузнецов,
В.Г. Мистюков, д.т.н., проф. С.Л. Мишенков,
д.т.н., проф. А.А. Петровский, д.т.н., проф. Ю.Н. Прохоров,
д.т.н. А.Л. Приоров, д.т.н., проф. В.Г. Санников,
к.т.н., проф. В.С. Сперанский, д.т.н., проф. Ю.С. Шинаков

Адрес редакции:

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

Издатель:

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

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

Подписано в печать 26.06.18 г.
Формат 60x90/8.

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

Заказ № 3664. Отпечатано в
ООО НПЦ «Информационные технологии»
Рязань, ул. Островского, д. 21/1
тел.: (4912) 98-69-84

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

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

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

УЧРЕДИТЕЛИ: АО «Инструментальные системы» ФГУП «НИИ радио»

В НОМЕРЕ:

Быховский М.А.

*Гиперфазовая модуляция – оптимальный метод
передачи цифровых сообщений (Часть 2) 3*

Быховский М.А.

*Гиперфазовая модуляция – оптимальный метод
передачи цифровых сообщений (Часть 3) 11*

Чан Ван Нгуа

*Разработка гибридной схемы использования методов
резервных поднесущих и ограничения-и-фильтрации
для снижения ПИК-фактора сигналов с OFDM модуляцией 18*

Дворкович В.П., Дворкович А.В.,

Иртюга В.А., Седова М.А.

*Результаты полевых испытаний технологии
цифрового мультимедийного вещания RAVIS 26*

Попов Д.И.

Точность оценивания параметров пассивных помех 33

Брызгалов А.П., Ковальчук И.В., Хныкин А.В.

*Поиск и обнаружение объектов
на радиолокационных изображениях местности
для их последующего распознавания 38*

Зайцев Г.В., Кондранина Н.С., Литвинов Д.М.

*Минимизация среднеквадратичного уровня боковых
лепестков взаимной корреляционной функции
фазокодированных сигналов в двумерной зоне 45*

Рязанцев Л.Б., Купряшкин И.Ф.,

Лихачев В.П., Гнездилов М.В.

*Алгоритм формирования радиолокационных изображений
с субметровым разрешением в малозабаритных РЛС
с синтезированной апертурой 53*

Балакин Д.А., Штыков В.В.

*Диагностика циклических систем с помощью алгоритма,
основанного на функциях Гаусса-Эрмита 59*

Сорока Е.З.

*Применение теории дискретизации
при численном интегрировании функций 63*

Спажакин М.И.

*Энергоэффективная реализация высокоскоростных
КИХ фильтров на ПЛИС 69*

Быховский М.А., Дворкович В.П.

О новой книге профессора В.В. Золотарева 75

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

Digital Signal Processing

Science & Technical Magazine
Issue 2, 2018 year

Is published quarterly since 1999

THE EDITOR-IN-CHIEF:

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

DEPUTY EDITORS-IN-CHIEF:

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

EDITORIAL BOARD:

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

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

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

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

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

Dvorkovich A.V. Dr. Sci (Tech), Professor

Corresponding Member of RAS

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.,

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

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

Mistyukov V.G.,

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

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

Priorov A.L., Dr. Sci (Tech)

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

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

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

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

Editorial office address:

Aviamotornaya, 8, Moscow, Russia

Research Center of MTUCI

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

E-mail: rntores@mail.ru,

vityazev.v.v@rsreu.ru

Web: <http://www.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:

Bykhovskiy M.A.

*Hyperphase Modulation- the optimal method
of message transmission (Part 2)*.....3

Bykhovskiy M.A.

*Hyperphase Modulation- the optimal method
of message transmission (Part 3)*.....11

Tran Van Nghia

*Development of the hybrid scheme using tone reservation
and clipping-and-filtering methods
for peak-to-average power ratio reduction of OFDM signals*.....18

Dvorkovich V.P., Dvorkovich A.V., Irtyuga V.A., Sedova M.A.

*Results of field tests of digital multimedia
broadcasting technology RAVIS*.....26

Popov D.I.

The accuracy of clutter parameters estimation33

Brizgalov A.P., Kovalchuk I.V., Hnikin A.V.

*Search and detection of objects on terrain radar images
for their further recognition*.....38

Zaytsev G.V., Kondranina N.S., Litvinov D.M.

*Mismatched filter synthesis, minimizing root-mean-square
sidelobe level in the two-dimensional zone
for phase-coded pulse*.....45

Ryazantsev L.B., Kupryashkin I.F., Likhachev V.P., Gnezdilov M.V.

*Submetre resolution radar image generation algorithm
for smallsized synthetic-aperture radar systems*.....53

Balakin D.A., Shtykov V.V.

*Diagnostic of the cyclic systems using algorithm based
on Gauss-Hermite functions*59

Soroka E.Z.

*Some sampling theory applications
to numerical integration of E.Z. functions*.....63

Spazhakin M.I.

*FPGA based energy-efficient implementation
of high-speed FIR filters*.....69

Bykhovskiy M.A., Dvorkovich V.P.

About the new book by professor V.V. Zolotarev.....75

Subscription index: 82185 ("Rospechat")
ISSN: 1684-2634 9 771684 263005

УДК 621.391.13

ГИПЕРФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ – ОПТИМАЛЬНЫЙ МЕТОД ПЕРЕДАЧИ ЦИФРОВЫХ СООБЩЕНИЙ (ЧАСТЬ 2)

Быховский М.А., д.т.н., профессор Московского технического университета связи и информатики, e-mail: bykhmark@gmail.com.

HYPERPHASE MODULATION- THE OPTIMAL METHOD OF MESSAGE TRANSMISSION (PART 2)

Bykhovskiy M.A.

The article presents an optimal HPM signal demodulator as well as its functional diagram. The author develops an algorithm for decoding of received messages and the algorithm complexity is linearly increasing when there is an increase in the HPM signals' n – dimensionality of the space. Analysis of noise immunity was also conducted and the dependencies of error probability when receiving signals $P_{est}(\rho_0, FT)$ on normalized signal duration (FT) were determined. It is shown that HPM, as a method of message transmission in the communication channels with limited frequency band, has a number of significant advantages as compared with the modern methods of signal transmission by using two-dimensional signals such as, for example, QAM, APM, trellis coded modulation, etc.

It is noted that operations of signal formation by using HPM in a modulator at transmission and demodulation at reception, as well as algorithms of message coding and decoding, could be rather simply implemented using modern digital signal processing equipment. The results of the conducted research show that application in the modern communication systems of HPM signals is rather promising. The article review example of technical processing of a coder and a modulator for the signals with HPM in three-dimensional space. These examples illustrate application of the results received in Part I of this article for the solution of practical problems.

Key words: Hyperphase Modulation, optimal demodulation, decoding, noise immunity.

Ключевые слова: гиперфазовая модуляция, оптимальная демодуляция, декодирование, помехоустойчивость приема сигналов.

Введение

В первой части статьи [1] рассматривались проблемы кодирования сообщений (определения индексов модуляции, соответствующих номеру передаваемого сообщения) и модуляции - формирования сигналов $S_m(t)$, принадлежащих к ансамблю гиперфазовой модуляции (ГПФМ). Во второй части данной работы рассмотрены вопросы оптимальной демодуляции принятого сигнала (определение его индексов модуляции – евклидовых координат сигнальной точки (CT_r), соответствующей принятому сигналу с гиперфазовой модуляцией (ГПФМ). Представлен алгоритм декодирования последовательности принятых индексов модуляции-восстановления по ним номера принятого сообщения. Кроме того, в ней приведены примеры построения конкретных функциональных схем кодера, модулятора, демодулятора и декодера для трехмерных АС, иллюстрирующие практическое применение результатов, полученных в данной статье и в первой ее части.

Оптимальная демодуляция сигналов с ГПФМ

После прохождения $S_m(t)$ канала связи на вход приемника поступает сигнал:

$$W_S(t) = S_m(t) + n(t). \quad (1)$$

где $n(t)$ – белый гауссовский шум с двухсторонней спек-

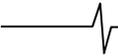
Синтезирован оптимальный демодулятор сигналов с гиперфазовой модуляцией (ГПФМ) и представлена его функциональная схема. Разработан алгоритм декодирования принятых сообщений, сложность которого растет линейно с увеличением N – размерности пространства сигналов ГПФМ. Выполнен анализ помехоустойчивости и определены зависимости вероятности ошибки при приеме сигналов $P_{est}(\rho_0, FT)$ от нормированной длительности сигналов (FT). Показано, что гиперфазовая модуляция, как метод передачи сообщений по каналам связи с ограниченной полосой частот, обладает рядом значительных преимуществ по сравнению с современными методами передачи сигналов с помощью двумерных сигналов, таких, например, как QAM, APM, решетчатая кодированная модуляция и др.

Отмечается, что операции формирования сигналов с ГПФМ в модуляторе на передаче и демодуляции на приеме, а также алгоритмы кодирования и декодирования сообщений достаточно просто реализуемы при современном уровне развития техники цифровой обработки сигналов. Результаты выполненного исследования показали, что применение в современных системах связи сигналов с гиперфазовой модуляцией весьма перспективно. В статье рассмотрен пример технической реализации кодера и модулятора для сигналов с ГПФМ в трехмерном пространстве.

альной плотностью мощности, равной $N_0/2$, а – сигнал $S_m(t)$ при использовании метода передачи с OFDM, определяется формулой:

$$S_m(t) = \sqrt{2NP_{S0}} \{ \sum_{i=1}^{N/2} x_{m,(2i-1)} \sin(\omega_i t) + x_{m,2i} \cos(\omega_i t) \}. \quad (2)$$

В (2) P_{S0} – средняя мощность сигнала $S_m(t)$, $N = 2FT$ (T – длительность принятого сигнала, F – полоса частот канала связи), $x_{m_0,i}$ – евклидовы координаты сигнальной



точки (CT_r), соответствующей принятому сигналу, в (2) частоты поднесущих ω_i и ω_j при $i \neq j$ удовлетворяют условию ортогональности $|\omega_i - \omega_j| = 2\pi|i - j|/T$. Отметим, что в рассматриваемом случае $F \cong \max(\omega_i) - \min(\omega_i)$.

Для рассматриваемого ансамбля сигналов (АС) евклидовы координаты CT_s переданного сигнала ($x_{m,i}$) выражаются через ее фазовые координаты $\varphi_{m,i}$, являющиеся информационными параметрами, таким образом:

$$\begin{aligned} x_{m1} &= \sin \varphi_{m,1}, \\ x_{m2} &= \cos \varphi_{m,1} \sin \varphi_{m,2}; \dots x_{m,k} = (\prod_{i=1}^{k-1} \cos \varphi_{m,i}) \sin \varphi_{m,k}; \dots \\ \dots x_{m,(N-1)} &= (\prod_{i=1}^{N-2} \cos \varphi_{m,i}) \sin \varphi_{m,(N-1)}; x_{m,N} = \\ &= (\prod_{i=1}^{N-2} \cos \varphi_{m,i}) \cos \varphi_{m,(N-1)}. \end{aligned} \quad (3)$$

Величины $\varphi_{m,k}$ могут принимать значения, равные $\varphi_{m,k} = I_{mk} \Delta \varphi_k$, где I_{mk} – целые положительные или отрицательными числа – индексы модуляции, соответствующие номеру m переданного сообщения. В [1] рассмотрен алгоритм однозначного определения индексов I_{mk} , соответствующих номеру m передаваемого сообщения, в кодере [1] на передающем конце линии связи.

Демодулятор сигнала $W_s(t)$ на приемной стороне линии связи [1] используется для выполнения его оптимальной обработки, в результате которой должны быть сформированы индексы $I_{m_0,k}$ ($k=1 \dots (N-1)$) принятого сигнала. С выхода демодулятора эти параметры поступают на вход декодера, в котором они преобразуются в номер m_0 принятого сообщения в виде последовательности двоичных знаков, поступающих на выход системы связи. Если $m_0 = m$, то прием сигнала $S_{m_0}(t)$ осуществлен без ошибок, при $m_0 \neq m$ на приеме произошла ошибка, вероятность которой обозначена $P_{er}(\rho_0, FT)$.

Для определения евклидовых координат CT_r , соответствующей принятому сигналу $W_s(t)$, с помощью синхронного детектирования осуществляется выделение евклидовых координат y_{sk} ($k=1 \dots N$), определяющих положение его CT_r в N -мерном пространстве. Эти координаты определяются в демодуляторе с помощью следующих операций:

$$\begin{aligned} y_{(2k-1)} &= \int_0^T W_s(t) \sin(\omega_k t) dt / (T\sqrt{2NP_{S0}}), \\ y_{(2k)} &= \int_0^T W_s(t) \cos(\omega_k t) dt / (T\sqrt{2NP_{S0}}). \end{aligned} \quad (4)$$

Выполнив вычисления (4), найдем

$$y_{(2k-1)} = x_{m,(2k-1)} + n_{(2k-1)} \text{ и } y_{(2k)} = x_{m,2k} + n_{2k}. \quad (5)$$

В (5) $x_{m,k}$ ($k=1 \dots N$) – евклидовы координаты сообщения, поступившего на вход приемника, а n_k – независимые друг от друга при разных значениях k гауссовские случайные величины, среднее значение которых равно 0, а среднеквадратические значения одинаковы и равны $\sigma_n = \sqrt{n_k^2} = \sqrt{\frac{N_0}{NP_{S0}T}} = \sqrt{1/N\rho_0}$, где $\rho_0 = P_{S0}T/N_0$ – отношение средней мощности принимаемого сигнала к мощности шума в полосе частот, равной $1/T$. Следует отметить, что минимальное нормированное расстояние между соседними CT_s сигналов с ГПФМ равно $2\sin(\Delta\varphi_1/2)$.

Сигнал с ГПФМ принадлежит к классу ПСАС. Поэтому обозначим оценки декартовых координат CT_s следующим образом:

$$\begin{aligned} \hat{x}_1 &= \hat{R}_m \sin \hat{\varphi}_{m,1}; \dots \hat{x}_k = \hat{R}_m (\prod_{i=1}^{k-1} \cos \hat{\varphi}_{m,i}) \sin \hat{\varphi}_{m,k}; \dots \\ \dots \hat{x}_{(N-1)} &= \hat{R}_m (\prod_{i=1}^{N-2} \cos \hat{\varphi}_{m,i}) \sin \hat{\varphi}_{m,(N-1)}, \\ \hat{x}_N &= \hat{R}_m (\prod_{i=1}^{N-2} \cos \hat{\varphi}_{m,i}) \cos \hat{\varphi}_{m,(N-1)}. \end{aligned} \quad (6)$$

Используя введенные обозначения, запишем функцию правдоподобия для оцениваемых параметров \hat{R}_m – радиуса сферы, на которой расположена CT_r , $\vec{\varphi}_m = (\hat{\varphi}_{m,1}, \dots, \hat{\varphi}_{m,(N-1)})$ – строка оценок параметров $\varphi_{m,k}$ сигнала $S_m(t)$:

$$p(\hat{R}_m, \vec{\varphi}_m) = (1/\sqrt{2\pi}\sigma_k)^N \prod_{i=1}^N \exp[-(y_k - \hat{x}_k)^2/2\sigma_k^2]. \quad (7)$$

Отметим, что радиус сферы, на которой расположены сигнальные точки, в процессе передачи сигналов теоретически не изменяется. Однако в реальных условиях уровень сигнала на входе приемника в силу ряда факторов может медленно (по сравнению со скоростью передачи сообщений) изменяться. Поэтому для того, чтобы получать оценки угловых координат $\varphi_{m,k}$ при приеме сообщений следует оценивать параметр R_m . Точность оценок параметра R_m можно существенно повысить, усредняя оценки по нескольким сигналам, принятым в течение периода, когда этот параметр остается практически неизменным.

Оценки фазовых координат переданного сигнала должны быть выбраны таким образом, чтобы достигался минимум расстояния $d_s(\hat{x}_1, \dots, \hat{x}_N) = \sqrt{\sum_{k=1}^N (y_k - \hat{x}_k)^2}$ между CT_s и CT_r , который обозначим через d_{E0} . Это означает, что координаты CT_s переданного сигнала должны быть найдены как решения уравнения $\min_{\hat{x}_1, \dots, \hat{x}_N} d_s(\hat{x}_1, \dots, \hat{x}_N)$.

Из (6) и (7) следуют, что оптимальные оценки параметров R_m и $\varphi_{m,k}$ без учета того, что параметры $\varphi_{m,k}$ принимают только дискретные значения, могут быть получены из следующей системы уравнений:

$$\begin{aligned} \hat{R}_m \sin \hat{\varphi}_{m,1} &= y_1, \\ \hat{R}_m \cos \hat{\varphi}_{m,1} \sin \hat{\varphi}_{m,2} &= y_2; \dots \hat{R}_m (\prod_{i=1}^{k-1} \cos \hat{\varphi}_{m,i}) \sin \hat{\varphi}_{m,k} = y_k; \dots \\ \hat{R}_m (\prod_{i=1}^{N-2} \cos \hat{\varphi}_{m,i}) \sin \hat{\varphi}_{m,(N-1)} &= y_{(N-1)}, \\ \hat{R}_m (\prod_{i=1}^{N-2} \cos \hat{\varphi}_{m,i}) \cos \hat{\varphi}_{m,(N-1)} &= y_N. \end{aligned} \quad (8)$$

Из (8) следует, что оценки R_m и $\hat{\varphi}_{m,k}$ определяются формулами:

$$\begin{aligned} \hat{R}_m &= \sqrt{\sum_{i=1}^N y_i^2}, \hat{\varphi}_{m,1} = \arcsin(y_1/\hat{R}_m), \dots, \hat{\varphi}_{m,k} = \\ &= \arcsin\left(\frac{y_k}{\hat{R}_m \prod_{i=1}^{k-1} \cos \hat{\varphi}_{m,i}}\right). \end{aligned} \quad (9)$$

Введя обозначения $S_k = \sum_{i=k}^N y_i^2$, нетрудно убедиться, что при $k \geq 2$ в (9) $\hat{R}_m (\prod_{i=1}^{k-1} \cos \hat{\varphi}_{m,i}) = R_{sk} = \sqrt{S_k}$.

Следует отметить, что алгоритм вычисления оценок максимального правдоподобия фазовых координат принятого сигнала $\varphi_{m,k}$ носит рекуррентный характер. В этом отношении он подобен алгоритму Витерби, который широко применяется для декодирования сверточных кодов.

Оценки $\hat{\varphi}_{m,k}$ в (9) должны быть скорректированы с учетом того, что при передаче сообщений параметры $\varphi_{m,k} = I_{mk} \Delta \varphi_{mk}$ изменяются дискретно, так как номер передаваемого сообщения (m) и параметры I_{mk} являются целыми числами. Поэтому в демодуляторе должны определяться оптимальные оценки \hat{I}_{mk} значений индексов модуляции, т.е. учитываться то, что оценки $\hat{\varphi}_{m,k}$ должны иметь вид $\hat{\varphi}_{m,k} = \hat{I}_{mk} \Delta \varphi_{mk}$.

Для этого в демодуляторе должны быть приняты решения о значениях дискретных параметров \hat{I}_{mk} , при которых функция правдоподобия (7) будет иметь максимальное значение с учетом дискретного характера изменений информационных параметров $\varphi_{m,k}$. Отсюда

следует, что значения \hat{I}_{mk} следует выбирать таким образом, чтобы достигался минимум выражения $\Delta\varphi_k = |\hat{\varphi}_{mk} - \hat{I}_{mk}\Delta\varphi_{mk}|$, т.е. решая уравнение $\Delta\varphi_k = \min|\hat{\varphi}_{mk} - \hat{I}_{mk}\Delta\varphi_{mk}|$. Обозначив $int(x)$ – целую часть числа x , и $D(x) = x - int(x)$ – его дробную часть ($x > 0$), решение этого уравнения можно записать в следующем виде:

$$\hat{I}_{mk} = sign(\hat{\varphi}_{m,k}) \left\{ int\left(\frac{|\hat{\varphi}_{m,k}|}{\Delta\varphi_{mk}}\right) + 0,5 \left[1 - sign\left(0,5 - D\left(\frac{|\hat{\varphi}_{m,k}|}{\Delta\varphi_{mk}}\right)\right) \right] \right\}. \quad (10)$$

В (10) функция $sign(x) = 1$ при $x > 0$ и $sign(x) = -1$ при $x < 0$. Алгоритм работы демодулятора для сигналов с ГПФМ определяется формулами (9) и (10). На его выходе формируются решения о параметрах I_{m_0k} принятого сигнала.

На рис. 1 представлена функциональная схема демодулятора и декодера.

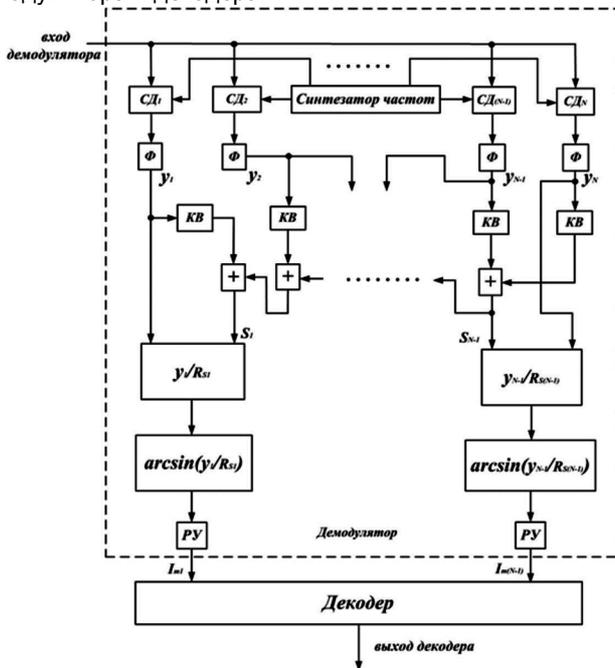


Рис. 1. Функциональная схема демодулятора и декодера

Принимаемый сигнал $W_S(t)$ поступает на сигнальные входы N синхронных детекторов ($СД_k$ $k = 1 \dots 2N$). На опорные входы $СД_{(2k-1)}$ и $СД_{2k}$ с выходов синтезатора частоты поступают сигналы $\sin(\omega_k t)$ и $\cos(\omega_k t)$. На выходах фильтров (Φ), установленных в $СД_k$, формируются сигналы y_k , пропорциональные евклидовым координатам CT_k , соответствующим принятому сигналу $W_S(t)$. Сигналы y_k возводятся в квадрат в блоках, обозначенных КВ, и объединяются в сумматорах. На выходах сумматоров образуются составляющие $S_{m_0k} = \sum_{i=k}^N y_i^2$. Каждый из сигналов y_k и квадратный суммы S_{m_0k} , равен $R_{m_0k} = \sqrt{S_{m_0k}}$ поступают на входы нелинейных блоков, в которых осуществляется деление этих величин. Результаты деления подаются на входы нелинейных преобразователей с арксинусной характеристикой. В результате указанных операций на выходах этих преобразователей образуются сигналы, пропорциональные соответствующим

фазовым координатам принятого сигнала φ_{m_0k} , которые подаются на входы решающих устройств (РУ), формирующих в соответствии с формулой (10) сигналы I_{m_0k} – индексы номера m_0 принятого сообщения. Составляющие I_{m_0k} ($k = 1 \dots (N - 1)$) с выходов демодулятора поступают на входы декодера.

Декодирование принятого сообщения

На выходе демодулятора, показанного на рис. 1 [1], для определения номера принятого сообщения установлен декодер сформированных в демодуляторе индексов модуляции. Если при приеме ошибок не произошло, то индексы I_{mk} , поступившие на вход этого блока, должны быть такими же, как и индексы модуляции, соответствующие номеру m переданного сообщения. Если же произошла ошибка, то на выходе декодера появится ошибочный номер m_0 сообщения, записанный в виде последовательности двоичных символов.

Для декодирования последовательности индексов модуляции, поступивших с выхода демодулятора [1], нужно использовать свойства N -мерного сигнала с ГПФМ, которые связывают номер m передаваемого сообщения с его индексами $I_{m,k}$ ($k = 1, \dots (N - 1)$).

Алгоритм работы декодера требует выполнения следующих вычислений:

- вычисляют величины $M_{(N-1)}(\Delta\varphi_1, \vec{I}_{m_0(N-2)})$, зависящие от значений $|I_{m_0k}|$ при $k \leq (N - 2)$, которые определяют количество CT_s , расположенных на соответствующих окружностях;
- с помощью формул (18)-(20) из части 1 вычисляют значение $D_k(|I_{m_0k}|)$;
- используя правило нумерации окружностей, на которых лежат CT_s с номерами, меньшими номера сообщения m_0 , основанного на указанном в [1] третьем свойстве величин $M_{(N-1)}(\Delta\varphi_1, \vec{I}_{m_0(N-2)})$ вычисляют записанное в двоичном исчислении число $Y_b(\vec{I}_{m_0(N-3)}) = (\gamma_{m_01}, \gamma_{m_02}, \dots, \gamma_{m_0(N-3)})$ (в выражении для $Y_b(\vec{I}_{m_0(N-3)})$ обозначено $\gamma_{m_0k} = 0,5[1 + sign(I_{m_0k})]$, при этом $\gamma_{m_0k} = 1$ при $I_{m_0k} > 0$ и $\gamma_{m_0k} = 0$ при $I_{m_0k} < 0$), значение $Y_b(\vec{I}_{m_0(N-3)})$ определяет количество окружностей, на которых лежат CT_s с номерами, меньшими номера сообщения m_0 ;
- вычисляют значение номера m_0 принятого сообщения по формуле

$$m_0 = D_k(|I_{m_0(N-2)}|) + Y_g(\vec{I}_{m_0(N-3)})M_{(N-1)}(\Delta\varphi_1, \vec{I}_{m_0(N-2)}) + I_{m_0(N-1)},$$

где $Y_g(\vec{I}_{m_0(N-3)})$ – десятичное число, равное $Y_b(\vec{I}_{m_0(N-3)})$;

5. переводят число m_0 , представленное в приведенной формуле в виде десятичного числа, в двоичное число, последовательность двоичных символов которого представляет собой последовательность принятых информационных символов. Эта последовательность является копией переданной информационной последовательности, которая поступает на выход декодера.

Количество вычислительных операций, осуществляемых при декодировании принятого сигнала, пропорционально размерности N сигналов с ГПФМ. Оно меньше, чем число вычислений, затрачиваемых в коде выделения индексов I_{mk} по номеру m передаваемого сооб-

щения, т.к. при декодировании не требуется выполнять сравнения числа m_0 с другими числами, определяющими число количество CT_s в подмножествах 1-го, 2-го и т.д. порядков.

Помехоустойчивость приема сигналов с гиперфазовой модуляцией

Оценим вероятность ошибки при демодуляции сигнала $W_S(t)$. Ошибка произойдет в том случае, если сигнальная точка CT_r , соответствующая принятому сигналу с ГПФМ, из-за действия шума окажется ближе к одной из сигнальных точек CT_s , координаты которых отличаются от координат той, которая соответствует переданному сигналу. Величина смещения сигнальных точек из-за действия шума определяется суммой квадратов случайных величин, входящих в формулы (5), равной $r_{nN} = \sqrt{\sum_{k=1}^N n_k^2}$.

Так как ансамбль сигналов с ГПФМ сконструирован таким образом, чтобы минимальное расстояние согласно формуле (9) из [1] между его сигнальными точками CT_r равно $d_E = 2\sqrt{(N/2)P_S}\sin(\Delta\varphi_1/2)$, то ошибка при приеме возникнет в том случае, если из-за действия шума CT_s , соответствующая переданному сигналу $S_m(t)$, окажется ближе к одной из остальных CT_s , соответствующих используемому для передачи сообщений АС. Это может произойти в том случае, если выполняется условие $r_{nN} \geq d_E/2$. Обозначив $z = (\sum_{k=1}^N n_k^2)/\sigma_n^2$, найдем, что условие, при выполнении которого при приеме сигнала может произойти ошибка, имеет вид:

$$z \geq (FT)\rho_s \sin^2(\Delta\varphi_1/2). \quad (11)$$

Вероятность $P_{ser}(N, R_f, \rho_s)$ ошибочного приема сигналов в демодуляторе сигналов с ГПФМ оценивается сверху вероятностью выполнения условия (11). При вычислении $P_{ser}(N, R_f, \rho_s)$ следует учитывать, что величина z распределена по закону χ^2 и плотность ее распределения вероятности имеет вид $p(z) = z^{(FT-1)} \times \exp(-z/2) / [2^{FT} \cdot (FT-1)!]$. Таким образом, эта вероятность может быть рассчитана по формуле

$$P_{ser}(FT, R_f, \rho_s) = \int_{(FT)\rho_s \sin^2(\Delta\varphi_1/2)}^{\infty} p(z) dz. \quad (12)$$

Воспользовавшись методом Чернова [2], нетрудно получить простую для расчетов, но дающую достаточно точную формулу для $P_{ser0}(N, R_f, \rho_s)$ – оценку сверху значения $P_{ser}(N, R_f, \rho_s)$, которая имеет вид:

$$P_{ser0}(N, R_f, \rho_s) = [\rho_s \sin^2(\Delta\varphi_1/2)]^{(FT)} \exp\{- (FT)[\rho_s \sin^2(\Delta\varphi_1/2) - 1]\}. \quad (13)$$

Из (13) видно, что при $\rho_s = const$ и выполнении условия $\rho_s \sin^2(\Delta\varphi_1/2) > 1$, вероятность ошибки $P_{ser}(N, R_f, \rho_s)$ экспоненциально уменьшается с увеличением параметра (FT) – нормированной длительности передаваемых сигналов. Отсюда следует важный вывод о том, что, если для сигналов с ГПФМ, используемых для передачи сообщений, параметр $\Delta\varphi_1$ выбран так, чтобы выполнялось условие

$$\Delta\varphi_1 > 2\arcsin(1/\sqrt{\rho_s}), \quad (14)$$

то при ограниченном значении ρ_s – отношении мощностей сигнала и шума на входе демодулятора в приемнике, возможно передавать сообщения со сколь угодно высокой помехоустойчивостью, увеличивая длитель-

ность передаваемых сигналов. Параметр $\Delta\varphi_1$, как показано [1], определяет удельную скорость передачи сообщений R_f , которую может обеспечить АС с ГПФМ. От величины $\Delta\varphi_1$ зависит минимальное значение ρ_s , равное ρ_{s0} , которое может быть вычислено из (14) по формуле $\rho_{s0} = 2^{C_f} - 1 = 1/\sin^2(\Delta\varphi_1/2)$. (15)

Из (15) видно, что удельная пропускная способность канала связи, необходимая для обеспечения возможности безошибочной передачи сигналов с ГПФМ с определенной удельной скоростью R_f , равна $C_f = \log_2[1 + 1/\sin^2(\Delta\varphi_1/2)]$. Отметим, что при этом $P_{er}(\rho_{0min} + \varepsilon, FT) \rightarrow 0$ ($\varepsilon > 0$ – сколь угодно малая величина) при $FT \rightarrow \infty$, т.е. высокую помехоустойчивость можно обеспечить, используя только сигналы большой длительности.

Для того, чтобы практически достигнуть высокой помехоустойчивости, применяя для передачи сообщений сигналы конечной длительности, необходимо выбирать значение ρ_0 с некоторым запасом, равным $\Delta\rho$ дБ. Величина $\Delta\rho$ определяет значение $\rho_0 = \rho_{0min} 10^{0,1\Delta\rho}$ – отношение сигнал/шум на входе демодулятора принимаемого сигнала.

На рис. 2 по точной (12) и приближенной и (13) формулам построены зависимости вероятности ошибки при приеме сигналов $P_{est}(\rho_0, FT)$ от нормированной длительности сигналов (FT) при разных значениях параметра $\Delta\rho = 1, 2, 3$ и 4 дБ. Кривые, рассчитанные по формулам (12) и (13), изображены на рис. 2, соответственно, сплошными и штриховыми кривыми.

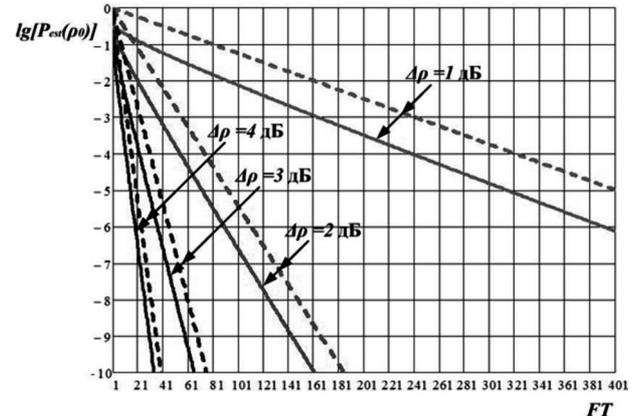


Рис. 2. Зависимости $P_{est}(\rho_0, FT)$ от нормированной длительности сигналов (FT)

Анализ этих кривых показывает, что увеличивая энергетический запас $\Delta\rho$, можно обеспечивать заданное значение $P_{est}(\rho_0, FT)$ при меньшей длительности передаваемых сигналов. Так, например, если при $P_{est}(\rho_0, FT) = 10^{-10}$ и $\Delta\rho = 2$ дБ, то нормированная длительность сигналов должна быть равна $FT = 161$, а при $\Delta\rho = 4$ дБ и том же значении $P_{est}(\rho_0, FT)$ необходимая длительность сигналов равна $FT = 31$, т.е. уменьшается более, чем в пять раз. Сравнение сплошных и пунктирных кривых показывает, что с увеличением $\Delta\rho$ повышается точность оценок Чернова вероятности $P_{est}(\rho_0, FT)$. Поэтому, используя простые формулы (13) для расчета $P_{est0}(\rho_0, FT)$ и выбирая определенное значение $\Delta\rho > 2 \div 3$ дБ, можно достаточно точно вычислить длительность сигналов с ГПФМ, необходимую для обеспечения требуемой помехоустойчивости их приема.

Следует отметить, что зависимости $P_{est}(\rho_0, FT)$ на рис. 2 близки к тем, которые были получены в [3], где был выполнен анализ помехоустойчивости приема сигналов, принадлежащих к классу оптимальных поверхностно-сферических АС. Исследование энергетической эффективности таких АС выполнено в [4]. Выводы этой работы в полной мере относятся и сигналам с ГПФМ, исследование которых выполнено в данной статье.

Примеры построения модулятора и кодера для случая $N = 3$

Рассмотрим один пример построения модулятора и выполнения операций кодирования сообщений для сигналов с гиперфазовой модуляцией (ГПФМ) в трехмерном пространстве. Этот пример иллюстрируют применение для решения практических задач результатов, полученных в [1]. С точки зрения представления АС в виде точек в N -мерном пространстве сигналы, применяемые в системах связи с временным (TDMA) или с частотным уплотнением канала и ортогональными поднесущими (OFDM), эквивалентны и могут быть преобразованы друг в друга с помощью операции быстрого преобразования Фурье. Для определенности ниже рассматриваются только сигналы, используемые для передачи сообщений в системах с OFDM.

Построение сигналов с ГПФМ в трехмерном пространстве

Аналитическая формула, которая описывает трехмерные сигналы с ГПФМ с длительностью T , имеет следующий вид:

$$S_m(t) = \sqrt{2 \cdot 3 \cdot P_S} \{x_{m1} \sin \omega_1 t + x_{m2} \sin \omega_2 t + x_{m3} \cos \omega_2 t\}. \tag{16}$$

В (16) m – номер сигнала, принадлежащего АС, а ω_1 и ω_2 частоты ортогональных поднесущих, выбранных так, что $|\omega_1 - \omega_2| = 2\pi/T$. Параметры x_{m1} , x_{m2} и x_{m3} являются евклидовыми координатами сигнальной точки (СТ), соответствующей сигналу $S_m(t)$. Эти координаты могут быть записаны таким образом:

$$\begin{aligned} x_{m1}(\varphi_{m1}) &= \sin(\varphi_{m1}), \\ x_{m2}(\Delta\varphi_1, \varphi_{m2}) &= \cos(\varphi_{m1}) \sin(\varphi_{m2}), \\ x_{m3}(\Delta\varphi_1, \varphi_{m2}) &= \cos(\varphi_{m1}) \cos(\varphi_{m2}), \end{aligned}$$

где $\varphi_{m1} = I_{m1} \Delta\varphi_1$ и $\varphi_{m2} = I_{m2} \Delta\varphi_2$ – фазовые координаты СТ, а I_{m1} и I_{m2} – целые числа. Из формулы (11) [1] следует, что

$$\Delta\varphi_{m2}(\Delta\varphi_1, I_{m1}) = 2 \arcsin[|\sin(\Delta\varphi_1/2)|/|\cos(\varphi_{m1})|]. \tag{17}$$

Сигналы вида (16) принадлежат к поверхностно-сферическому АС и для них справедливо соотношение

$$\int_0^T S_m^2(t) \frac{dt}{T} = 3P_S, \tag{18}$$

где P_S – мощность каждой из составляющих сигнала $S_m(t)$. Запись параметров x_{m1} , x_{m2} и x_{m3} , в виде указанных выше зависимостей от φ_{1m} и φ_{2m} – фазовых координат СТ, представляет координаты соответствующей им СТ в сферической системе координат. Эти СТ расположены на поверхности трехмерной сферы, радиус которой равен $\sqrt{3P_S}$.

Проиллюстрируем возможность наглядного представления сигналов в трехмерном пространстве с помощью трехмерной сигнальной диаграммы, аналогичной двумерным диаграммам, которые широко исполь-

зуются для представления СТ сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией (QAM – Quadrature Amplitude Modulation) и с амплитудно-фазовой модуляцией (APM – Amplitude and Phase Modulation) APM и др. [5, 6].

Трехмерная сигнальная диаграмма для сигналов с ГПФМ представлена на рис. 3. На ней кодовые СТ размещены на окружностях, образованных в результате сечения поверхности шара плоскостями, перпендикулярными оси x_1 . Этим окружностям присвоены индексы $I_{m1} = 0, I_{m1} = \pm 1, I_{m1} = \pm 2, \dots, I_{m1} = \pm M_1(\Delta\varphi_1)$. На окружностях, индексы которых отличаются только знаком, размещено одинаковое количество СТ.

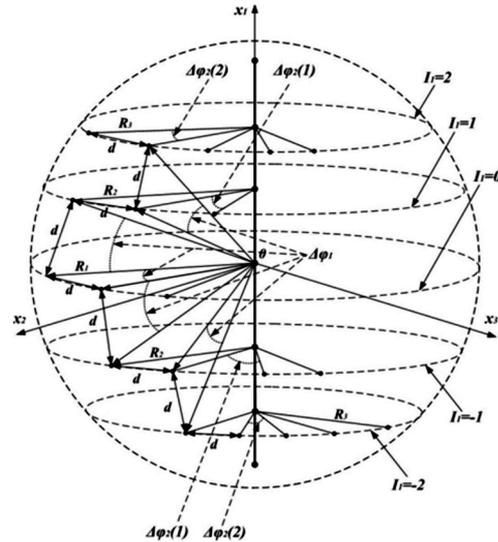


Рис. 3. Трехмерная сигнальная диаграмма

Ансамбль сигналов построен таким образом, чтобы расстояния между ближайшими СТ, размещенными как на одной и той же окружности, так и на разных окружностях, были бы одинаковы и равны d . Угловое (фазовое) расстояние между ближайшими друг к другу окружностями, а также фазовое расстояние между ближайшими СТ, размещенными на экваториальной окружности ($I_{m1} = 0$), равны $\Delta\varphi_1$, а фазовое расстояние между соседними СТ на каждой из окружностей, помеченных индексами $I_{m1} = \pm 1, I_{m1} = \pm 2, \dots, I_{m1} = \pm M_1(\Delta\varphi_1)$, равно $\Delta\varphi_{m2}(\Delta\varphi_1, I_{m1})$.

На экваториальной окружности размещено наибольшее количество СТ. С увеличением абсолютного значения индекса $|I_{m1}|$ радиус окружности уменьшается, увеличивается фазовое расстояние между размещенными на ней СТ, и уменьшается их количество. Общее количество СТ, размещенных на поверхности сферы, равно сумме числа СТ, размещенных на всех окружностях. Из сигнальной диаграммы рис. 1 ясно, что с уменьшением параметра $\Delta\varphi_1$ увеличивается количество окружностей, на которых размещаются СТ ансамбля сигналов, а также общее число СТ на поверхности трехмерной сферы. Таким образом, с уменьшением $\Delta\varphi_1$ увеличивается количество СТ, соответствующих разным сигналам в АС, и увеличивается удельная скорость передачи сообщений, обеспечиваемая этим АС.

Воспользовавшись результатами [1], приведем формулу для расчета параметра $M_1(\Delta\varphi_1)$, определяющего число окружностей, равное $G_1 = 2M_1(\Delta\varphi_1) + 1$, на которых размещены СТ, а также формулу для общего числа СТ в АС – $M_{S3}(\Delta\varphi_1)$.

Из (17) видно, что вычисление значения $\Delta\varphi_{m2}(\Delta\varphi_1, I_{m1})$ возможно только в том случае, если выполняется условие $|\sin(\Delta\varphi_1/2)|/|\cos(I_{m1} \cdot \Delta\varphi_1)| \leq 1$. Для того, чтобы оно выполнялось, индекс I_{m1} должен иметь значения, лежащие в интервале $[-M_1(\Delta\varphi_1) \leq I_{m1} \leq M_1(\Delta\varphi_1)]$, где

$$M_1(\Delta\varphi_1) = \text{int}\{\arccos[|\sin(\Delta\varphi_1/2)|/\Delta\varphi_1]\}. \quad (19)$$

Здесь и далее $\text{int}(x)$ – целая часть числа x . При этом $\varphi_{m2}(\Delta\varphi_1, I_{m1}, I_{m2}) = I_{m2} \cdot \Delta\varphi_{m2}(\Delta\varphi_1, I_{m1})$. Для трехмерного АС значения φ_{m2} лежат в интервале $0 \leq \varphi_{m2} \leq 2\pi$ и, следовательно, $I_{m2} \geq 0$ и на окружности, помеченной на рис. 1 индексом $I_{m1} = 0$, количество размещенных на ней CT_s , равно $M_2(I_{m1}) = \text{int}[2\pi/\Delta\varphi_2 \times (\Delta\varphi_1, I_{m1})]$. При этом общее число CT_s в АС и удельная скорость передачи сообщений могут быть рассчитаны по формулам [1]

$$M_{s3}(\Delta\varphi_1) = \sum_{I_{m1}=-M_1(\Delta\varphi_1)}^{M_1(\Delta\varphi_1)} M_2(I_{m1}), \quad (20)$$

$$R_f(\Delta\varphi_1) = (2/3) \cdot \log_2[M_{s3}(\Delta\varphi_1)].$$

Функциональная схема модулятора ГПФМ

Функциональная схема кодера и модулятора ГПФМ представлена на рис. 4. При поступлении двоичной последовательности символов, определяющей номер m передаваемого сообщения, на вход кодера – блока, в котором осуществляется преобразование, в индексы I_{1m} и I_{2m} , в нем формируются сигналы V_{1m} и V_{2m} , пропорциональные значениям $\varphi_{m1} = I_{m1}\Delta\varphi_1$ и $\varphi_{m2} = I_{m2}\Delta\varphi_{m2}$. Эти сигналы поступают на входы 1 и 2 модулятора.

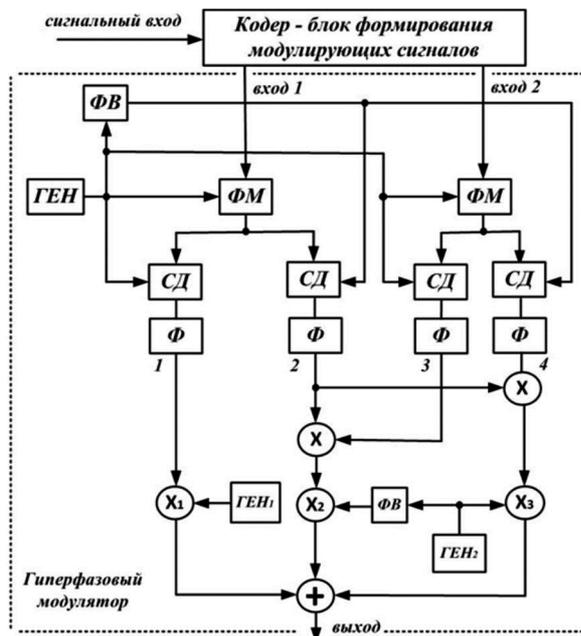


Рис. 4. Функциональная схема кодера и модулятора для трехмерного АС

Формула (1) определяет операции, которые должны выполняться в модуляторе при формировании сигналов $S_m(t)$, поступающих на вход передатчика.

Сигналы V_{m1} и V_{m2} подаются на сигнальные входы двух фазовых модуляторов (ФМ), показанных на рис. 2. На их опорные входы подаются сигналы от одного генератора (ГЕН) гармонических колебаний. С выходов ФМ сигналы с фазовой модуляцией поступают на сигнальные входы четырех синхронных детекторов (СД). На опорные входы двух из них от ГЕН поступают сигналы непосредственно, а на опорные входы двух других – через фазовращатель (ФВ) на 90° .

На выходах СД установлены низкочастотные фильтры (Ф) и в точках 1, 2, 3 и 4 схемы рис. 4 образуются сигналы $U_{m1} = \sin(\varphi_{m1})$, $U_{2m} = \cos(\varphi_{m1})$, $U_{m3} = \sin(\varphi_{m2})$ и $U_4 = \cos(\varphi_{m2})$. На рис. 4 изображен ряд перемножителей, на выходах которых X_1 , X_2 и X_3 , становятся равными

$$W_{m1}(t) = \sqrt{2 \cdot 3 \cdot P_s} U_{m1} \sin \omega_1 t,$$

$$W_{m2}(t) = \sqrt{2 \cdot 3 \cdot P_s} (U_{m2} U_{m3}) \cos \omega_1 t$$

$$\text{и } W_{3m}(t) = \sqrt{2 \cdot 3 \cdot P_s} (U_{m2} U_{m4}) \cos \omega_2 t.$$

Эти сигналы складываются и на выходе модулятора формируется сигнал $S_m(t) = W_{m1}(t) + W_{m2}(t) + W_{m3}(t)$, передаваемый после усиления в канал связи.

Формирование в кодере напряжений V_{m1} и V_{m2}

Для определения индексов I_{1m} и I_{2m} , соответствующих номеру передаваемого сообщения m , в кодере выполняются следующие операции [1]. Множество всех CT_s разбивается на подмножества, которым присваиваются индексы $|I_{m1}|$, определяющие первую фазовую координату CT_s . Эти подмножества в дальнейшем для краткости обозначим $\text{Пм}_{|I_{m1}|}$. К подмножествам $\text{Пм}_{|I_{m1}|}$ относятся CT_s , расположенные на окружностях, имеющих индексы $-I_{m1}$ и I_{m1} . Количество CT_s , расположенных на одной окружности с индексом I_{m1} , равно $A_1(I_{m1}) = M_2(I_{m1})$. Поэтому количество CT_s в подмножестве $\text{Пм}_{|I_{m1}|}$ равно $A_1(I_{m1}) = 2 \cdot A_1(I_{m1})$. Для трехмерного АС количество возможных индексов I_{m1} имеющих знаки как +, так и -, равно $G_1 = 2M_1(\Delta\varphi_1) + 1$.

В первом столбце табл. 1 указаны индексы I_{m1} плоскостей, показанных на сигнальной диаграмме рис. 1: экваториальной окружности ($I_{m1} = 0$) и трех окружностях, расположенных относительно нее как в верхней, так и в нижней частях диаграммы ($I_{m1} = \pm 1$, $I_{m1} = \pm 2$ и $I_{m1} = \pm 3$; знак + указывает, что CT_s расположена на верхней окружности, а знак -, что на нижней). Во втором столбце табл. 1 указано количество CT_s , расположенных на этих окружностях: на экваториальной окружности располагаются 14 CT_s , на каждой из ближайших к ней окружностях, расположенных в верхней и нижней частях диаграммы располагаются, как указано в скобках, по

Таблица 1. Параметры трехмерного АС

I_{m1}	$A_1(I_{m1})$	$A_{1\pm}(I_{m1})$	$\Delta\varphi_1, (рад)$	$\Delta\varphi_{m2}(\Delta\varphi_1, I_{m1})(рад)$
0	14	14	0,425	0,425
± 1	26 (13+13)	40		0,467
± 2	18 (9+9)	58		0,651
± 3	6 (3+3)	64		1,618

13 CT_s , на следующих за этими окружностями располагаются по 9 CT_s , а на самой верхней и самой нижней окружностях – всего по три CT_s .

В табл. 1 указаны рассчитанные по формулам (2), (4) и (5) параметры трехмерного АС, обеспечивающего удельную скорость передачи сообщений, равную $R_f = 4$ (из (5) следует, что $R_f = 4$ при $\Delta\varphi_1 = 0,425$ рад и $G_1 = 7$).

В первом столбце табл. 1 указаны индексы I_{m1} плоскостей, показанных на сигнальной диаграмме рис. 1: экваториальной окружности ($I_{m1} = 0$) и трех окружностях, расположенных относительно нее как в верхней, так и в нижней частях диаграммы ($I_{m1} = \pm 1$, $I_{m1} = \pm 2$ и $I_{m1} = \pm 3$; знак + указывает, что CT_s расположена на верхней окружности, а знак -, что на нижней). Во втором столбце табл. 1 указано количество CT_s , расположенных на этих окружностях: на экваториальной окружности располагаются 14 CT_s , на каждой из ближайших к ней окружностях, расположенных в верхней и нижней частях диаграммы располагаются, как указано в скобках, по 13 CT_s , на следующих за этими окружностями располагаются по 9 CT_s , а на самой верхней и самой нижней окружностях – всего по три CT_s .

В третьем столбце и в первой строке указано количество CT_s расположенных на экваториальной окружности, во второй – суммарное количество CT_s , расположенных на окружностях с индексами $|I_{m1}| = 0$ и $|I_{m1}| = 1$, в следующей строке сумма CT_s , расположенных на окружностях с индексами, равными $|I_{m1}| = 0$, $|I_{m1}| = 1$ и $|I_{m1}| = 2$, а в последней строке – общее количество CT_s , расположенных на всей поверхности сферы, равно $M_{s3}(\Delta\varphi_1) = 64$. Таким образом, рассматриваемый АС позволяет передавать сообщения, номера которых могут принимать значения, равные $m = 1 \dots 64$.

В четвертом столбце указано значение $\Delta\varphi_1 = 0,425$ рад, при котором АС обеспечивает скорость передачи сообщений, равную $R_f(\Delta\varphi_1) = 4$, а в шестом столбце приведены значения фазового расстояния $\Delta\varphi_{m2}(\Delta\varphi_1, I_{m1})$ между соседними CT_s на окружностях с индексом I_{m1} , при которых между соседними CT_s обеспечивается евклидово расстояние, равное $d = 2\sqrt{3P_s}\sin(\Delta\varphi_1/2)$.

Фазовые координаты CT_s на поверхности трехмерной сферы имеют вид $\varphi_1(I_{m1}) = I_{m1}\Delta\varphi_1$ и $\varphi_{m2}(\Delta\varphi_1, I_{m1}, I_{m2}) = I_{m2}\Delta\varphi_{m2}(\Delta\varphi_1, I_{m1})$, где параметр I_{m2} определяет фазовое положение CT на окружности, индекс которой равен I_{m1} .

Из табл. 1 следует, что нумерация CT_s может быть осуществлена следующим образом. Множество всех CT_s разбивается на подмножества, которым присваиваются индексы $|I_{m1}|$, обозначаемые $\Pi_{|I_{m1}|}$.

В табл. 1 указано количество CT_s , равное $A_1(I_{m1})$, содержащихся в каждом таком подмножестве. Как видно из табл. 1, в Π_{m_0} имеется 14 CT_s , которым присваиваются номера $m = 1 \dots 14$. В $\Pi_{m_1} - 26$ CT_s , лежащие на верхней и нижней окружностях, им присваиваются номера $m = 15 \dots 40$, причем CT_s , лежащие на нижней окружности (индекс $I_{m1} = -1$) имеют номера $m = 15 \dots 27$, а лежащие на верхней (индекс $I_{m1} = +1$) имеют номера $m = 28 \dots 40$. Подобным же образом присваиваются номера CT_s в Π_{m_2} и Π_{m_3} : в Π_{m_2} номера CT_s равны $m = 41 \dots 58$, а в $\Pi_{m_3} - m = 59 \dots 64$.

В каждом подмножестве $\Pi_{|I_{m1}|}$ при $I_{m1} \neq 0$ имеется два подмножества $\Pi_{I_{m1}}$ и $\Pi_{-I_{m1}}$, содержащих одинаковое количество CT_s , равное $A_1(I_{m1}) = A_1(|I_{m1}|)/2$. Таким образом, значение индекса I_{m1} с учетом его знака определяет ту окружность, на которой расположена CT_s , имеющая номер m .

Индекс I_{m2} на одну единицу меньше номера CT_s , лежащей на соответствующей окружности. Оба значения I_{m1} и I_{m2} определяют напряжения V_{1m} и V_{2m} , которые поступают на вход модулятора рис. 2 и определяют сигнал $S_m(t)$, который должен быть передан по каналу связи при поступлении на вход системы связи сообщения с номером m .

Основываясь на данных табл. 1, поясним алгоритм определения индексов I_{m1} и I_{m2} , соответствующих номеру m ($m = 0 \dots M_{s3}(\Delta\varphi_1) - 1$) передаваемого сообщения.

Индекс $|I_{m1}|$ определяется путем сравнения номера m передаваемого сообщения со значениями чисел $A_{1\pm}(|I_{m1}|)$, указанными в третьем столбце табл. 1. После определения CT_s $|I_{m1}|$ находится знак индекса I_{m1} : он отрицателен (при $I_{m1} \neq 0$), если выполняется условие $m_1 = [m - A_{1\pm} \times (|I_{m1}| - 1)] \leq A_1(I_{m1})$ и положителен в противном случае. Индекс I_{m2} определяется таким образом: если $I_{m1} < 0$, то $I_{m2} = (m_1 - 1)$, а если $I_{m1} > 0$, то $I_{m2} = (m_1 - A_1(I_{m1}) - 1)$.

Рассмотрим пример, когда по каналу связи должно передано сообщение, с номером, равным $m = 47$. Сравнив число $m=47$ со значениями $A_{1\pm}(|I_{m1}|)$, указанными в третьем столбце табл. 1, находим, что CT_s , соответствующая этому номеру, относится к Π_{m_2} , т.е. $|I_{m1}| = 2$. В этом подмножестве имеется 18 CT_s и оно содержит два подмножества, соответствующих знаку I_{m1} . При этом для $I_{m1} = -2$ номера сигнальных точек равны $m = 41 \dots 49$, а для $I_{m1} = 2$ они равны $m = 50 \dots 58$. Таким образом, в рассматриваемом случае номеру сообщения $m = 47$ соответствует индекс $I_{m1} < 0$, вследствие чего в рассматриваемом случае $I_{m2} = m - A_{1\pm}(2) - 1 = 6$.

Таким образом, номеру $m=47$ передаваемого сообщения соответствуют индексы $I_{m1} = -2$ и $I_{m2} = 6$. Определив индексы I_{m1} и I_{m2} , можно сформировать напряжения V_{m1} и V_{m2} , поступающие с выхода кодера на входы 1 и 2 модулятора.

Пример декодирования принятого сообщения для случая $N = 3$

Для иллюстрации описанного в [1] алгоритма, позволяющего декодировать N -мерные сигналы с ГПФМ, рассмотрим пример декодирования принятого сигнала $W_s(t)$ для трехмерных сигналов. В этом случае оно может быть проиллюстрировано с помощью табл. 1, относящейся к случаю, когда АС с ГПФМ построен для передачи сообщений с удельной скоростью, равной $R_f = 4$. С помощью этой таблицы иллюстрировался алгоритм кодирования передаваемого сообщения – определение индексов I_{mk} , соответствующих номеру m передаваемого сообщения. Указанные в табл. 1 значения таблицы $\Delta\varphi_1$ и $\Delta\varphi_{m2}(\Delta\varphi_1, I_{m1})$ декодировании принятого сигнала не используются.

Рассмотрим пример декодирования принятого сообщения, когда в результате обработки сигнала $W_s(t)$ на выходе демодулятора сформированы два индекса, определяющие его номер: $I_{m_01} = -2$ и $I_{m_02} = 6$. Из табл. 1 видно, что CT_s , которые имеют индекс, равный $|I_{m1}| = 0$

либо $|I_{m1}| = 1$, должны быть присвоены номера от 1 до 40. Индексу $I_{m0,1} = -2$ соответствуют CT_s , лежащие на нижней окружности, показанной на приведенной в части 2 сигнальной диаграмме, имеющие номера, изменяющиеся, как видно из табл. 1, от 41 до 50. Относительный номер CT_s , расположенной на этой окружности, равен $I_{m0,2} + 1 = 7$. Таким образом, номер переданного сообщения, соответствующего указанным индексам, равен $m_0 = A_{1E}(|I_{m0,1}| - 1) + I_{m0,2} + 1 = 47$.

Номер принятого сообщения m_0 совпадает с номером $m = 47$, для которого в приведенном выше примере, иллюстрирующем алгоритм работы кодера передаваемого сообщения были определены его индексы $I_{m1} = -2$ и $I_{m2} = 6$.

Таким образом, рассмотренный пример декодирования принятого сообщения показал, что выполнение в декодере операций над принятыми индексами, обратных тем, которые выполняются в кодере, позволяют при отсутствии ошибок принятия решений в демодуляторе, правильно восстановить номер переданного сообщения.

Заключение

Методы построения ансамблей многомерных сигналов (АС) с ГПФМ, разработанные в [1] и в данной статье, позволяют осуществлять передачу сообщений по каналам связи с ограниченной полосой частот с любой удельной скоростью, в том случае, если эта скорость меньше удельной пропускной способности канала связи. В данной статье представлены функциональные схемы модуляторов и оптимальных демодуляторов для систем связи, использующих такие АС, а также разработаны алгоритмы кодирования (преобразование номера передаваемого сообщения в индексы модуляции) и декодирования (преобразование индексов модуляции, сформированных на выходе демодулятора, в номер принятого сообщения) сообщений. Рассмотрен пример технической реализации кодера и модулятора, демодулятора и декодера для трехмерных сигналов с ГПФМ.

Показано, что гиперфазовая модуляция, как метод передачи сообщений по каналам связи с ограниченной полосой частот, обладает рядом преимуществ по сравнению с современными методами передачи сигналов с помощью двумерных сигналов. Эти преимущества связаны с тем, что двумерные сигналы не позволяют при ограниченной энергетике линии связи обеспечить малое значение вероятности ошибочного приема сигналов при его демодуляции. Поэтому для уменьшения ошибки необходимо использовать помехоустойчивые коды, добавляя на передаче к информационной последовательности символов избыточные символы, связанные определенными математическими соотношениями с информационными. Отрицательное последствие добавления этих избыточных символов состоит в том, что они уменьшают реальную скорость передачи сообщений по каналу связи.

Исправление ошибок в последовательности символов, поступающих с выхода демодулятора на вход декодера, осуществляется путем операций, учитывающих соотношения между информационными и избыточными символами, которые определяют структуру использованного помехоустойчивого кода. Для достижения требуемого малого значения вероятности ошибочного приема, которое обычно на несколько порядков меньше значения вероятности ошибки в последовательности символов на выходе демодулятора, длина этого кода должна быть выбрана достаточно большой (порядка сотен или даже тысяч симво-

лов). Наиболее часто в современных системах связи применяются помехоустойчивые коды Боуза-Чоудхури-Хоквингема (БЧХ), коды Рида-Соломона (РС), сверточные коды, низкоплотностные коды Галлагера [7], решетчатая кодовая модуляция, турбокоды и др. [8], [9]. При большой длине кодов сложность реализации декодера может оказаться весьма значительной.

При использовании многомерных ансамблей сигналов (АС) с ГПФМ, в отличие от систем связи, в которых при передаче сообщений применяются помехоустойчивые коды, высокая помехоустойчивость приема достигается за счет того, что при ограниченной мощности принимаемых сигналов при передаче сообщений используются АС, у которых с увеличением их длительности возрастает минимальное евклидовое расстояние между соседними сигналами, входящими в АС. Таким свойством, как было показано Шенноном, должны обладать оптимальные АС, к которым относятся и АС с ГПФМ.

Другим существенным отличием сигналов с ГПФМ от сигналов, применяемых в современных системах связи, является то, что в информационную последовательность на передаче не добавляется никаких избыточных символов. Поэтому скорость передачи сообщений при этом виде модуляции зависит только от структуры сигналов с ГПФМ. Кроме того, важно, что при оптимальной демодуляции сигналов с ГПФМ обрабатывается принятый многомерный сигнал полной длительности, т.е. осуществляет «прием сигнала в целом».

При современном уровне развития цифровой техники для сигналов с ГПФМ операции формирования их в модуляторе на передаче и демодуляции на приеме, а также алгоритмы кодирования и декодирования сообщений, могут быть реализуемы достаточно просто.

Указанные выше свойства сигналов с гиперфазовой модуляцией делают весьма перспективным их применение в современных системах связи. Сравнение энергетической и спектральной эффективности систем связи с ГПФМ с рядом современных систем, в которых для передачи сообщений применяются двумерные сигналы и помехоустойчивые коды, будет дано в третьей части этой статьи.

Литература

1. Быховский М.А. Гиперфазовая модуляция – оптимальный метод передачи цифровых сообщений (Часть 1) // Цифровая обработка сигналов. №1, 2018, с. 8-17.
2. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции // Перевод с английского под ред. В.И. Тихонова. М.: Советское радио, 1972.
3. Быховский М.А. Помехоустойчивость приема оптимальных сигналов, расположенных на поверхности N-мерного шара // Электросвязь № 3, 2016.
4. Быховский М.А. Теоретические основы проектирования систем связи с высокой энергетической эффективностью // Цифровая обработка сигналов. №2, 2017.
5. Зюко А.Г., Фалько И.П., Панфилов И.П., Банкет В.Л., Иващенко П.В. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации // Под ред. А.Г. Зюко. М.: Радио и связь, 1985.
6. Прокис Дж. Цифровая связь // Перевод с английского под ред. Д.Д. Кловского // М.: Советское радио, 2000.
7. Питерсон У., Уэлдон Э. Коды, исправляющие ошибки. М.: Мир, 1976.
8. Дж. Кларк мл., Дж. Кейн. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. М.: Радио и связь, 1987.
9. Варгаузин В.А., Цикин И.А. Методы повышения энергетической и спектральной эффективности цифровой радиосвязи. СПб.: БХБ-Петербург, 2013.

УДК 621.391.13

ГИПЕРФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ – ОПТИМАЛЬНЫЙ МЕТОД ПЕРЕДАЧИ ЦИФРОВЫХ СООБЩЕНИЙ (ЧАСТЬ 3)

Быховский М.А., д.т.н., профессор Московского технического университета связи и информатики, e-mail: bykhmark@gmail.com.

HYPERPHASE MODULATION – THE OPTIMAL METHOD OF MESSAGE TRANSMISSION (PART 3)

Bykhovskiy M.A.

The work contains calculations of dependencies of energy losses Δp_s for telecommunication systems which use optimal signal ensembles («SEs») for message transmission and also can use noise-immunity codes with various codes' speed. The performed analysis defined the conditions that allow the reduction in telecommunication systems' energy losses to the maximum extent possible as compared to the «ideal» Shannon system. It is shown that the usage of noise-immunity codes in telecommunication systems while applying the optimal SEs is not worthwhile as it materially increases telecommunication systems' energy losses. The author provides a comparison of characteristics of a number of modern telecommunication systems with those characteristics that could be achieved when applying the optimal SEs (optimal methods of digital modulation).

Key words: energy efficiency of telecommunication systems, multidimensional signal ensemble, noise immunity code, telecommunication systems' design.

Ключевые слова: энергетическая эффективность систем связи, границы Шеннона, многомерный ансамбль сигналов, помехоустойчивый код, проектирование систем связи.

Введение

В данной статье представлено сравнение энергетической и спектральной эффективности систем связи с ГПФМ с рядом современных систем, в которых для передачи сообщений применяются двумерные сигналы и помехоустойчивые коды. В ней выполнены расчеты зависимостей энергетических потерь Δp_s для систем связи, в которых для передачи сообщений применяются оптимальные ансамбли сигналов (АС), а также могут использоваться помехоустойчивые коды с разной кодовой скоростью. В результате анализа определены условия, при которых возможно в максимальной степени снизить энергетические потери систем связи по отношению к «идеальной» системе Шеннона. Показано, что использование в системах связи помехоустойчивых кодов при применении в них оптимальных АС нецелесообразно, так как при этом заметно увеличиваются энергетические потери систем связи. Дано сравнение характеристик ряда современных систем связи с теми, которые могут быть достигнуты в том случае, когда для передачи сообщений применяются оптимальные ансамбли сигналов (оптимальные методы цифровой модуляции).

Одной из важных проблем теории связи является выбор для систем связи ансамблей сигналов, с помощью которых можно было бы обеспечить наименьший энергетический потенциал линии связи, в которой сигналы передаются в канале связи с полосой частот, равной F , с удельной скоростью передачи, равной R_f бит/с/Гц, и с заданной вероятностью ошибки при демодуляции принятого сигнала, равной P_{ser} .

Выполнены расчеты зависимостей энергетических потерь Δp_s в для систем связи, в которых для передачи сообщений применяются оптимальные ансамбли сигналов, а также могут использоваться помехоустойчивые коды с разной кодовой скоростью. В результате анализа определены условия, при которых возможно в максимальной степени снизить энергетические потери систем связи по отношению к «идеальной» системе Шеннона. Показано, что использование в системах связи помехоустойчивых кодов при применении в них оптимальных АС нецелесообразно, так как при этом заметно увеличиваются энергетические потери систем связи. Дано сравнение характеристик ряда современных систем связи с теми, которые могут быть достигнуты в том случае, когда для передачи сообщений применяются оптимальные ансамбли сигналов (оптимальные методы цифровой модуляции).

Шеннон определил [1] «идеальную» систему связи, в которой возможна безошибочная передача сигналов в том случае, если отношение сигнал/помеха на входе демодулятора равно [2]

$$\rho_{bR_f} = (2^{R_f} - 1)/R_f. \quad (1)$$

В такой системе для передачи сообщений должны применяться оптимальные (объемно- или поверхностно-сферические) ансамбли многомерных сигналов (АС), имеющие большую нормированную длительность, равную (FT) , где T – длительность сигналов и $FT \rightarrow \infty$ [2].

В данной статье исследованы важные вопросы, связанные с таким выбором основных системных параметров оптимальных АС, которые обеспечивают требуемую помехоустойчивость приема переданных сообщений и имеют ограниченную длительность. Кроме того, дан анализ энергетической эффективности систем связи при совместном применении в них многомерных АС и помехоустойчивых кодов.

При оценке энергетических потерь (Δp_s) систем связи

по отношению к «идеальной» системе Шеннона, в которой отношения сигнал/помеха (ρ_{b0}) имеет минимально возможное значение, в этой работе будут использованы результаты работы [3]. В ней теорема Шеннона о пропускной способности канала связи обобщена на случай, когда длительность сигналов оптимального АС является ограниченной, а вероятность возникновения ошибки при их демодуляции имеет определенное значение.

Энергетические потери систем связи, в которых применяются помехоустойчивые коды по отношению к «идеальной» системе Шеннона

В [4 и 5] показано, что в этом случае отношение сигнал/шум на входе демодулятора, необходимое для обеспечения вероятности ошибки демодуляции принятого сигнала, равной P_{ser} , определяется формулой

$$\rho_b = \rho_{bR_f} [F(\gamma)], \quad (2)$$

в которой $F(\gamma) = (1 + \gamma)e^{w(\gamma)}$, $\gamma = \ln(1/P_{ser})/(FT)$ и

$$w(\gamma) = \sqrt{\left(\frac{\gamma}{1+\gamma}\right)^2 + \frac{2\ln(1+\gamma)}{(1+\gamma)} - \frac{\gamma}{1+\gamma}}, \quad \rho_{bR_f} - \text{минимальное значение}$$

сигнал/шум на входе демодулятора, определенное в (1). В (2) при $(FT) \rightarrow \infty$ параметр $\gamma \rightarrow 0$, и $\rho_b \rightarrow \rho_{bR_f}$. Следует отметить, что в «идеальной» системе Шеннона помехоустойчивые коды не используются [1, 2]. В ней высокая помехоустойчивость приема сообщений достигается исключительно за счет применения для передачи сообщений по каналу связи многомерных объемно- или поверхностно-сферических ансамблей сигналов.

Если сигналы передаются по каналу связи с помощью АС, обеспечивающего удельную скорость передачи сообщений, равную R_f , и помехоустойчивого кода, имеющего избыточные символы, кодовая скорость которого (R_c - отношение числа информационных символов в КК к общему количеству символов) удовлетворяет условию $R_c < 1$, то общая удельная скорость передачи сообщений в такой системе равна $R_0 = R_c R_f < R_f$. Если же сообщения по каналу связи передавать со скоростью R_0 без кодирования, то минимальное значение отношения сигнал/шум на входе демодулятора согласно теореме Шеннона должно быть равно $\rho_{bR_0} = (2^{R_0} - 1)/R_0$.

Таким образом, энергетические потери систем связи, в которых применяются, как многомерные оптимальные АС, так и помехоустойчивые коды с избыточностью, определяются следующей формулой

$$\Delta\rho_s = 10 \lg(\rho_{bR_f}/\rho_{bR_0}) = \Delta\rho_{R_c} + \Delta\rho_{FT} \text{ дБ}, \quad (3)$$

где $\Delta\rho_{R_c} = 10 \lg \left[\left(\frac{2^{R_f} - 1}{2^{R_0} - 1} \right) \left(\frac{R_0}{R_f} \right) \right]$, здесь $R_0 = R_f R_c$, а $\Delta\rho_{FT} = 10 \lg [F(\gamma)]$.

Потери $\Delta\rho_{R_c}$ обусловлены только тем, что применение кодов с избыточностью снижает общую удельную скорость передачи сообщений по каналу связи, а потери $\Delta\rho_{FT}$ определяются требуемой надежностью связи и нормированной длительностью сигналов многомерного АС. Из (3) следует важный вывод, что $\Delta\rho_{R_c} = 0$ только в том случае, если $R_c = 1$, т.е. если помехоустойчивые коды в системе связи не применяются.

На рис. 1 приведены зависимости $\Delta\rho_{R_c}$ от R_c , рассчитанные при разных значениях R_f . Из представленных там зависимостей видно, что потери $\Delta\rho_{R_c}$ имеют сравнительно небольшое значение только при небольших

значениях R_f . Так, например, при $R_f = 1$ бит/с/Гц и $R_f = 2$ бит/с/Гц и применения кодов, у которых $R_c = 0,5$ энергетические потери составят, соответственно, 0,7 и 1,7 дБ, но при $R_f = 8$ бит/с/Гц эти потери возрастут до 9,2 дБ. Из рис. 1, при $R_f = 8$ для получения потерь $\Delta\rho_{R_c} = 0,5$ дБ следует применять помехоустойчивые коды, у которых $R_c = 0,95$.

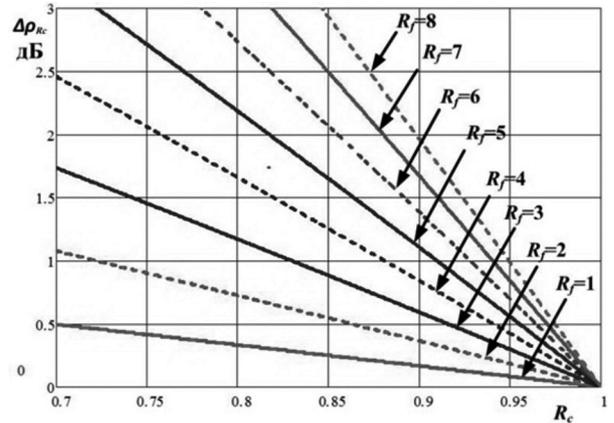


Рис. 1. Зависимости $\Delta\rho_{R_c}$ от R_c при разных значениях R_f

В табл. 1 представлены значения минимального значения кодовой скорости (R_c) при разных значениях R_f , при которой энергетические потери $\Delta\rho_{R_c}$ не превыдают величины, указанной во втором столбце. Важно также отметить, что потери $\Delta\rho_{R_c}$ определяют нижнюю границу возможных энергетических потерь в системе связи, когда в ней применяются многомерные сигналы с большой нормированной длительностью (FT).

Таблица 1. Нижняя граница кодовой скорости (R_c) при заданных значениях $\Delta\rho_{R_c}$ и R_f

№	$\Delta\rho_{R_c}$ дБ	R_f	1	2	3	4	5	6	7	8
1	0,5		0,7	0,85	0,92	0,94	0,96	0,965	0,97	0,975
2	1		<0,5	0,75	0,83	0,88	0,92	0,93	0,94	0,95
3	1,5			0,58	0,74	0,82	0,87	0,88	0,92	0,93
4	2			<0,5	0,65	0,76	0,82	0,86	0,88	0,9
5	2,5				0,56	0,7	0,77	0,82	0,85	0,87
6	3				<0,5	0,63	0,73	0,78	0,82	0,85

Зависимости полных энергетических потерь $\Delta\rho_s$ от (FT) при $R_f = 1$ бит/с/Гц и $R_f = 8$ бит/с/Гц, разных значениях R_c представлены на рис. 2 (для $p_b = 10^{-5}$) и рис. 3 (для $p_b = 10^{-10}$).

На рис. 2 сплошные кривые построены для $R_f = 1$ бит/с/Гц, а пунктирные – для $R_f = 8$ бит/с/Гц. Из рис. 2 видно, что если $R_c = 1$, то $\Delta\rho_s$ незначительно зависит от значения R_f . Так, при $R_f = 1$ энергетические потери по отношению к случаю, когда $R_c = 1$ увеличатся не более, чем на 0,4 дБ, если $R_c \geq 5/6$, а при $R_f = 8$ для того, чтобы значения $\Delta\rho_s$ увеличились бы не более, чем на 1,5 дБ по отношению к случаю, когда $R_c = 1$, необходимо, чтобы $R_c \geq 15/16$. Это иллюстрирует отмеченную ранее закономерность, что в высокоскоростных системах связи применение помехоустойчивых кодов с избыточностью вносит существенные энергетические потери.

Закономерности поведения зависимости энергетических потерь $\Delta\rho_s$ от (FT) для $p_b = 10^{-10}$, приведенные на рис. 3, аналогичны тем, которые обсуждались при рассмотрении рис. 2.

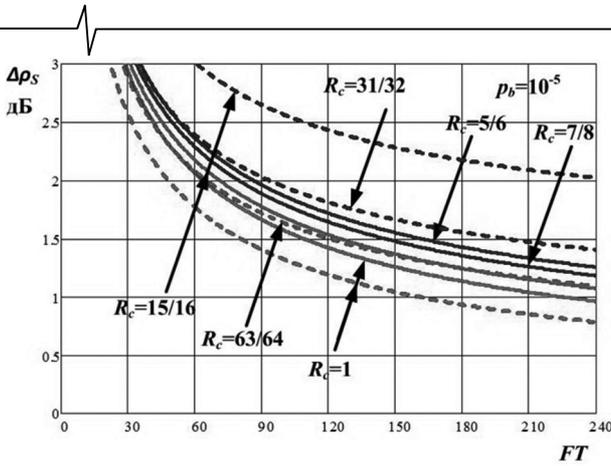


Рис. 2. Зависимости энергетических потерь $\Delta\rho_s$ от (FT) для систем связи, использующих оптимальные АС и коды с разной кодовой скоростью для $p_b = 10^{-5}$

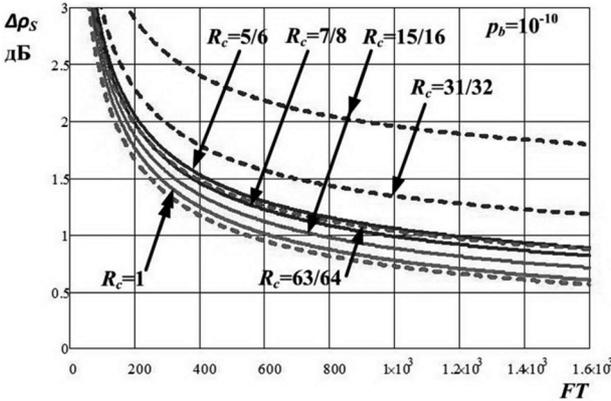


Рис. 3. Зависимости энергетических потерь $\Delta\rho_s$ от (FT) для систем связи, использующих оптимальные АС и коды с разной кодовой скоростью для $p_b = 10^{-10}$

Из рис. 2 и 3 также видно, что энергетические потери системы связи можно существенно уменьшить, увеличивая (FT) - нормированную длительность передачи сообщений, т.е. применяя в ней многомерные сигналы.

Выбор значения (FT) определяется величиной энергетических потерь, которые установлены в качестве допустимых. Если принять, что $R_c = 1$ и допустимы значения $\Delta\rho_s = 0,5, 1$ и 2 дБ, то, используя данные рис. 2 и рис. 3, можно составить табл. 2, в которой будут указаны минимально возможные значения нормированной длительности сигналов (FT) оптимального АС для $p_b = 10^{-5}$ или 10^{-10} при $R_f = 1$ и 8 .

Таблица 2. Минимально возможные значения параметров (FT) и N_b оптимального ансамбля для разных значений p_b и R_f

p_b	R_f	$(FT)/N_b$			
		$\Delta\rho_s=0,5$ дБ	$\Delta\rho_s=1$ дБ	$\Delta\rho_s=2$ дБ	$\Delta\rho_s=3$ дБ
10^{-5}	1	700/700	225/225	63/63	28/28
	8	500/4000	158/1264	50/400	23/184
10^{-10}	1	2225/2225	625/625	155/155	66/66
	8	2225/17800	530/4240	137/1096	60/480

В этой же таблице приведены значения $N_b = (FT)R_f$ - количества двоичных символов, которые передаются с помощью каждого сигнала, входящего в оптимальный АС. Указанные в табл. 2 значения (FT) и N_b являются минимально возможными. Они могут быть достигнуты только, если для передачи сообщений применяются оптимальные объемно- или поверхностно-сферические ансамбли сигналов.

Приведенные в табл. 2 данные показывают, что:

1) если $p_b = const$, то повышение удельной скорости

передачи сообщений (R_f) не очень сильно сказывается на увеличении параметра (FT) , особенно при достаточно больших значениях $\Delta\rho_s$;

2) для достижения малых энергетических потерь требуются применять АС большой размерности, каждый из сигналов, входящих в ансамбль, является переносчиком значительного количества двоичных информационных символов;

3) размерность ансамбля сигналов существенно возрастает, если повышаются требования к надежности связи (она возрастает примерно в 3 раза при изменении p_b от 10^{-5} до 10^{-10});

4) длина информационной последовательности, переносимой одним сигналом многомерного АС, растет пропорционально R_f ;

5) допуская, что в создаваемой системе связи энергетические потери могут составлять $1 \text{ дБ} < \Delta\rho_s < 3 \text{ дБ}$, возможно создание ансамбля сигналов умеренной размерности, что позволяет существенно упростить техническую реализацию для нее модулятора и демодулятора.

Анализ возможности совместного применения в системах связи многомерных АС и помехоустойчивых кодов с избыточностью

Обычно сравнение энергетической эффективности систем связи, в которых применяются конкретные АС, выполняют, считая, что в сравниваемых системах используются ансамбли сигналов одинаковой размерности N , в них обеспечивается одинаковая помехоустойчивость приема сигналов, определяемая значением p_b , и одинаковые удельные скорости передачи сигналов R_f . Наиболее часто при этом полагают, что в сравниваемых системах обеспечиваются одинаковые вероятности ошибок, приходящиеся на один бит (p_b).

Связь между вероятностями P_{ser} и p_b можно найти, используя предложенный Л.М. Финком [6] простой метод определения эквивалентной вероятности ошибки одного информационного символа (p_b), входящего в блок (кодovou комбинацию) переданных символов, если известно количество входящих в него информационных символов (N_b) и вероятность того, что этот блок может быть принят с ошибкой (P_{ser}).

Следует отметить, что в системах связи номер передаваемого сигнала может быть представлен последовательностью q -ых символов, каждый из которых эквивалентен последовательности из q двоичных символов, т.е. один q -ый символ может принимать $2^{(q-1)}$ разных значений. Метод Л.М. Финка легко обобщается на случай, когда по каналу связи передаются q -ые информационные последовательности и применяются q -ые помехоустойчивые коды, подобные кодам Рида-Соломона.

Строго получить соотношение между вероятностью ошибки (P_{ser}) при демодуляции принятого многомерного сигнала и вероятностями ошибочного приема одного информационного q -ого символа (p_q) в переданном сообщении сложно, так как после демодуляции сигнала в последовательности символов на выходе демодулятора ошибки могут группироваться. Однако в современных системах связи часто используются перемежители, превращающие группирующиеся ошибки в независимые. При этом можно приравнять вероятность правильного приема последовательности из N_q q -ых информацион-

ных символов, равную $(1 - p_q)^{N_q}$ к вероятности правильного приема можно целиком всего блока символов, равную $(1 - P_{ser})$.

Учитывая, что при использовании многомерного АС, используемого для передачи сигналов по каналу связи с удельной скоростью R_f бит/с/Гц, каждый из сигналов ансамбля является переносчиком информационной последовательности, содержащей в общем случае $N_q = \text{int} \left[\frac{2(FT)(R_f R_c)}{q} \right]$ q -ых символов (или $N_b = \text{int}[(FT)(R_f R_c)]$ двоичных символов), формула, связывающая вероятности p_q и P_{ser} может быть записана следующим образом:

$$P_{ser} = 1 - (1 - p_b)^{N_b} \text{ или } P_{ser} = 1 - (1 - p_q)^{N_q}, \quad (4)$$

из которой при p_b и $p_q \ll 1$ следует, что $P_{ser} \approx p_b N_b$ или $P_{ser} \approx p_q N_q$. Отметим, что, так как $N_b \approx q N_q$, то $p_q \approx q p_b$. В (4) R_c – кодовая скорость, определяющая, какая часть передаваемой последовательности символов в кодовой комбинации помехоустойчивого кода является информационной. Формулы (1)-(4) позволяют корректно сравнивать эффективность конкретной системы связи с пределом Шеннона, учитывая нормированную длительность (FT) сигналов оптимального АС.

Следует отметить, что вероятности ошибки p_b в дискретном двоичном канале связи, показанном на рис. 1 во Введении, определяет его пропускную способность, равную $C(p_b) = 1 + p_b \log_2(p_b) + (1 - p_b) \log_2(1 - p_b)$. Значение $C(p_b)$ при $p_b = 10^{-3}$ весьма близко к 1 ($C(p_b) = 1 - 10^{-2}$). При этом максимально возможная удельная скорость передачи сообщений в канале связи, включающим как непрерывный, так и дискретный канал, равна $R_0 = R_f C(p_b)$. Используя достаточно длинные помехоустойчивые коды, можно обеспечить сколь угодно высокую надежность декодирования последовательности символов, поступающих с выхода демодулятора, если их кодовая скорость R_c , удовлетворяет условию $R_c < C(p_b)$.

В современных системах связи для передачи сообщений по каналу связи применяются двумерные многопозиционные ансамбли сигналы, такие как многопозиционные фазовая (M-PSK – Phase Shift Keying), квадратурная амплитудная модуляция (M-QAM – Quadrature Amplitude Modulation), амплитудно-фазовая модуляция (M-APSK-Amplitude Phase Shift Keying) и др. [7]. Используя двумерные АС, невозможно обеспечить высокую помехоустойчивость приема сообщений (малое значение вероятности ошибки, равное, например, $p_b = 10^{-5}$ или 10^{-10}) и одновременно их высокую энергетическую эффективность, которая определяется параметром $\Delta\rho_s$ – энергетическими потерями рассматриваемой системы связи по отношению к «идеальной» системы Шеннона. Поэтому для того, чтобы уменьшить эти потери в современных системах связи применяют помехоустойчивые коды с избыточностью. Это позволяет снизить требования к надежности приема сообщений при демодуляции принятых сигналов, а возникшие ошибки в последовательности символов, формируемых на выходе демодулятора, исправлять в декодере. Для снижения энергетических потерь $\Delta\rho_s$ приходится применять помехоустойчивые коды весьма большой длины, которая может составить десятки тысяч двоичных символов. Декодеры таких длинных кодов представляют собой

весьма сложные в техническом отношении устройства.

Еще один недостаток систем связи, в которых применяются помехоустойчивые коды большой длины, который в некоторых случаях он может быть весьма существенным, состоит в том, что при использовании таких кодов может появиться значительная временная задержка между началом передачи информационных символов и моментом, когда они появляются на выходе канала связи.

Для того, чтобы проиллюстрировать нецелесообразность совместного использования в системах связи оптимальных многомерных АС и помехоустойчивых кодов, рассмотрим в качестве примера случай, когда применяется q -ый ($q = 8$) код Рида-Соломона (РС), длина кода – количество q -ых символов в кодовой комбинации, равна $n = (2^q - 1) = 255$, причем сообщения передаются по каналу связи с удельной скоростью, равной $R_f = 2, 4, 6$ или 8 бит/с/Гц. Положим также, что кодовая скорость этого кода выбрана так, чтобы зависящие от R_f энергетические потери $\Delta\rho_{R_c}$ из-за внесения в код избыточности не должны превышать $\Delta\rho_{R_c} = 0,5$ дБ. При этом согласно рис. 1 и данным табл. 1, при $R_f = 2, 4, 6$ и 8 бит/с/Гц значение R_c должно быть, соответственно, равно $R_c = 0,85, 0,94, 0,965$ и $0,975$, причем коды РС обеспечивают исправление $t_c = 18, 9, 5$ и 4 ошибочно принятых q -ых символов в одной кодовой комбинации кода РС.

При определении зависимости $\Delta\rho_{FT}$ учтем, что вероятности ошибок p_b и p_q в одном двоичном символе и в одном q -ом символе кода РС на выходе системы связи связаны, как это следует из (4), соотношением $p_q = q p_b$. Выполним расчеты для случая, когда в системе связи должна быть обеспечена надежность, определяемая условием $p_b = 10^{-5}$, из которого следует, что на выходе демодулятора вероятность ошибки одного q -ого символа кодовой комбинации кода РС при $q = 8$ должна быть равна $p_q = 8 \cdot 10^{-5}$.

Используя формулы (1)-(4) и учитывая, что кодовая скорость кодов РС выбрана так, чтобы энергетические потери за счет их применения не превышали $\Delta\rho_{R_c} = 0,5$ дБ, рассчитаем зависимости энергетических потерь $\Delta\rho_s$ от параметра (FT) . Эти зависимости представлены на рис. 4.

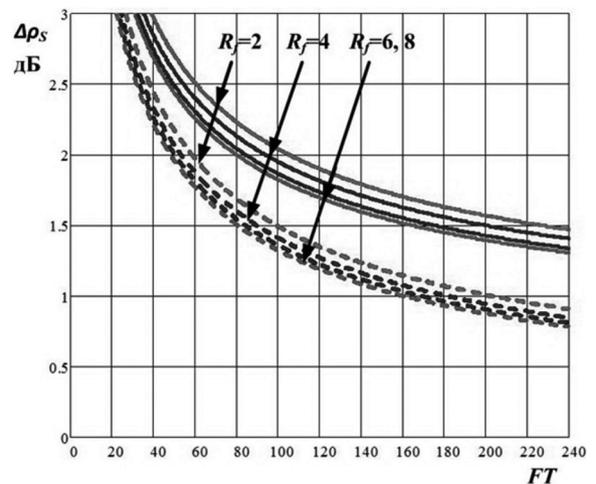


Рис. 4. Зависимости энергетических потерь $\Delta\rho_s$ от (FT) для систем связи, использующих совместно оптимальные АС и коды РС, и систем без кодирования

На этом же рисунке пунктирными линиями показаны зависимости $\Delta\rho_s$ от параметра (FT) для случая, когда сигналы передаются по каналу связи со скоростью $R_f = 2, 4, 6$ и 8 бит/с/Гц с помощью оптимального АС без применения помехоустойчивого кодирования, т.е. $R_c = 1$. Отметим, что значения $\Delta\rho_s$ для двух самых нижних кривых, построенных при $R_f = 6$ и 8 бит/с/Гц, отличаются весьма незначительно.

Как видно из рис. 4, в системе связи, в которой для передачи сообщений применяются только оптимальные многомерные АС, а помехоустойчивое кодирование не используется, при всех значениях (FT) энергетические потери $\Delta\rho_s$ оказываются меньше (в рассматриваемом случае примерно на 0,7 дБ), чем в системе связи, в которой применен помехоустойчивый код РС.

На основании полученных в предыдущем разделе результатов, а также рассмотренного выше примера, в котором проведено сравнение двух систем, в одной из которых для передачи сообщений применяются только оптимальные АС (оптимальные методы модуляции) без кодирования, и системы, в которой совместно применяются оптимальные АС и помехоустойчивые коды РС, следует важный вывод: при создании систем связи, имеющих низкие энергетические потери относительно «идеальной» системы Шеннона, для передачи сообщений целесообразно применять только многомерные ансамбли сигналов, близкие по своей структуре к объемно- или поверхностно-сферическим, а помехоустойчивые коды использовать не следует, так как это приводит к увеличению в них энергетических потерь относительно «идеальной» системы Шеннона. В таких системах отпадает необходимость применения в системах связи сложных кодеров и декодеров.

Оптимальные АС, использование которых позволяет обеспечить при любой удельной скорости передачи сигналов (R_f) необходимую надежность передачи сообщений (например, $p_b = 10^{-5}$ или $p_b = 10^{-10}$), имеют минимально возможную нормированную длину сигналов (FT), а также минимально возможную длину (N_b) двоичной последовательности информационных символов, определяющих конкретный передаваемый сигнал, принад-

лежащий к используемому в системе АС. В таких системах обеспечивается минимальная задержка во времени между моментом поступления на вход системы связи информационного символа и появлением его на ее выходе. Кроме того, в системах с оптимальными АС достигается минимальная сложность технической реализации модуляторов и демодуляторов в системах связи, которая связана с длиной сигналов, входящих в такой ансамбль.

Сравнение параметров современных систем передачи сообщений по каналам связи с параметрами систем, использующих оптимальные АС

В [8] приведены параметры разных видов кодирования и модуляции, применяемых в современных системах связи:

- 1) сверточных кодов (СВК);
- 2) низкоплотностных (НП) кодов Галлагера;
- 3) турбокодов (ТК);
- 4) решетчатой кодированной модуляции (РКМ), в которой используются сверточные коды;
- 5) кодовой модуляции с битовым перемежением (МКБП) с турбокодом;
- 6) многоуровневой кодовой модуляции (МКМ) с ТК.

В табл. 3 и табл. 4 в первых пяти строках приведены данные из [8] (раздел 4.4), в которых указаны виды модуляции и кодирования, применяемых в системах связи, удельная скорость передачи сигналов по каналу связи (R_f), кодовая скорость (R_c), кодовое ограничение (K), если в системе применяется СВК. В ней также указано отношение сигнал/шум, приходящееся на один принятый бит (ρ_b дБ), при котором обеспечивается вероятность ошибки одного информационного двоичного символа на выходе системы, равная $p_b = 10^{-5}$.

Данные табл. 3 относятся к сравнительно низкоскоростным системам, позволяющим передавать сообщения по каналу связи с небольшой удельной скоростью, равной $R_0 = 1$ и 2 бит/с/Гц, а табл. 4 – данные для высокоскоростных систем связи, обеспечивающих удельную скорость передачи, равную $R_0 = 4$ и 5 бит/с/Гц.

Таблица 3. Характеристики систем, в которых для передачи сообщений используются известные методы кодирования и оптимальные АС ($R_0 = 1$ и 2)

№	Параметры/код	СВК/(СВК+РС)*	ТК	НП	РКМ	МКМ	КМБП
1	Вид модуляции	4-PSK			8-PSK		16-QAM
2	R_0 бит/с/Гц	1/0,88*	1		2		
3	R_f и R_c	2 и 0,5 и (2 и 0,5·0,88)*	2 и 0,5		3 и 2/3		4 и 0,5
4	K	6	4 и 3	-	2 и 6	4	3
5	ρ_b и ρ_{b1} дБ	4,5 и 2,3*	0,7 и 1,2	0,7	7 и 5,8	3,2 и 2,5	4,7
6	ρ_{bR_f} дБ	0 и -0,2*	0		1,76		
7	$\Delta\rho_0$ дБ	4,5 и 2,5*	0,7 и 1,2	0,7	5,23 и 4,04	1,44 и 0,74	2,94
8	N_b	48 и 27000*	65536 и 640	64000	16 и 48	2000 и 20000	576
9	N_{bi}	24 и 13500*	32768 и 320	3200	≈11 и 326	≈1400 и 14000	432
10	FT	12 и 41	417 и 162	417	6 и 14	107 и 340	26
11	$N_{b0} = FT R_f$	24/82	834 и 324	834	24 и 42	321 и 1020	104
12	$N_{bos} = \max(N_b; N_{b0}) / \min(N_b; N_{b0})$	≈2 и 130	≈78 и 2	≈80	≈2 и 12	≈7 и 21	≈6

*Параметры, помеченные «звездочкой», относятся к системе СВК+РС, в которой применяется каскадный код (внутренний код СВК, а внешний – q -ичный ($q = 8$) код РС).

Таблица 4. Характеристики систем, в которых для передачи сообщений используются известные методы кодирования и оптимальные АС ($R_0 = 4$ и 5)

№	Параметры\код	РКМ	МКМ	КМПБ	РКМ	МКМ	КМПБ
1	Вид модуляции	32-QAM		64-QAM	64-QAM		
2	R_0 бит/с/Гц	4			5		
3	R_f и R_c	5 и 4/5		6 и 2/3	6 и 5/6		
4	K	2 и 6	4	3	2 и 6	4	3
5	ρ_b и ρ_{b1} дБ	11 и 7,8	7,9 и 7,2	9,5	13,5 и 12	10,4 и 9,9	11,8
6	ρ_{bR_f}	5,74			7,92		
7	$\Delta\rho_0$ дБ	5,26 и 2,06	2,16 и 1,46	3,76	5,58 и 4,08	2,48 и 1,98	3,88
8	N_b	64 и 192	2000 и 20000	576	16 и 48	2000 и 20000	576
9	N_{bi}	≈51 и 184	1600 и 16000	≈464	≈15 и 40	≈16670 и 1667	480
10	FT	5 и 51	47	15	2 и 16	44	16
11	$N_{b0} = FT R_f$	35 и 255	235 и 465	75	12 и 96	264 и 420	108
12	$N_{b0s} = \max(N_b; N_{b0}) / \min(N_b; N_{b0})$	≈4 и 8	≈10 и 39	≈9	≈4 и 2	≈9 и 42	≈6

В шестой строке этих таблиц указана минимально необходимые значения отношения сигнал/шум (ρ_{bR_f} дБ) на входе демодулятора в «идеальной» по Шеннону системе связи. Эта скорость зависит только от скорости передачи сообщений по каналу связи (от R_0), в седьмой строке приведены значения энергетических потерь ($\Delta\rho_0$) систем связи, данные о которых приведены с первых четырех строках табл. 3 и табл. 4.

В восьмой строке табл. 3 и табл. 4 указаны длина двоичной последовательности символов (N_b), включающая, как информационные, так и проверочные (избыточные) символы, входящие в состав помехоустойчивого кода, используемого в соответствующей системе связи, а в девятой строке приведено количество информационных символов (N_{bi}), которые содержатся в этих последовательностях. Отметим, что в случае, когда в системе связи применяются сверточные коды, значение N_b вычислялось по формуле $N_b = 8kK$ [8].

Для того, чтобы сравнить параметры современных систем связи с параметрами систем связи, в которых для передачи сообщений применены оптимальные АС без кодирования, с помощью формул (1)-(4) были вычислены значения нормированных длин (FT) сигналов $2(FT)$ -ого оптимального АС и длины двоичных последовательностей (N_{b0}), которые переносятся каждым из сигналом, входящих в этот АС. При вычислениях предполагалось, что энергетика у сравниваемых систем одинакова, т.е. энергетические потери ($\Delta\rho_0$) относительно «идеальной» системы Шеннона у них одинаковы, а также, что в сравниваемых системах обеспечиваются одинаковые удельные скорости передачи сообщений, т.е. для системы связи с оптимальным АС, в которой при передаче сообщений помехоустойчивый код не применяется, $R_f = R_0$. Кроме того, при расчетах предполагалось, что сравниваемые системы обеспечивают одинаковую вероятность ошибки в последовательности информационных символов, формируемых на выходе канала связи, равную $p_b = 10^{-5}$.

В современных системах связи для передачи сообщений используются двумерные АС, для которых демодуляторами являются достаточно простыми устройствами, и помехоустойчивые коды, имеющие обычно большую длину. Декодеры таких кодов, на выходе которых формируется информационная последовательность символов, поступающая на выход канала связи, являются весьма сложными техническими устройствами.

В системах связи, в которых используются оптимальные АС, информационная последовательность символов формируется непосредственно на выходе демодулятора и поступает на выход канала связи. Кодер и декодер в таких системах отсутствуют.

Отметим, что в современных системах связи [8, 9] в демодуляторах могут приниматься, как «жесткие», так и «мягкие» решения относительно принятого сигнала, а в декодере избыточные символы помехоустойчивого кода используются при формировании оценок максимального правдоподобия значений принятых информационных символов.

В отличие от этого в системах связи, в которых применяются оптимальные многомерные АС, оценки максимального правдоподобия значений информационных символов формируются непосредственно в демодуляторе.

Параметры (FT) и (N_{b0}) для оптимальных АС указаны в строках 10 и 11 табл. 3 и табл. 4. Данные строки 11 в этих таблицах показывают, что при увеличении удельной скорости (R_f) передачи сигналов растет также размерность ансамбля сигналов, который следует применить в системе связи, а также количество двоичных информационных символов N_{b0} , которые переносятся каждым сигналом.

Сравнение данных, приведенных в строках 8, 9 и 11, показывает, что в декодере существующих систем связи в процессе декодирования (до того, как принято решение о значениях символов информационной последовательности) должно быть обработано, как правило, существенно большее количество символов (N_b), чем в оптимальном демодуляторе (N_{b0}).

Таким образом, применение для передачи сообщений оптимальных АС позволяет существенно уменьшить задержку появления на выходе системы связи последовательностей информационных символов. На выходе таких систем информационные символы появляются меньшими по длине «порциями», по сравнению с существующими системами, при условии, что их помехоустойчивость приема одинакова.

Важно также отметить, что сложность декодеров существенно зависит от полной длины помехоустойчивого кода, а сложность демодуляторов – только от длины последовательности информационных символов, которая определяет нормированную длину сигналов оптимального АС.

В строке 12 приведены значения величины $N_{b0s} = \max(N_b; N_{b0}) / \min(N_{bi}; N_{b0})$. При $N_b > N_{b0}$ величина N_{b0s} показывает, сколько символов оптимального АС требуется для передачи того же самого количества информационных символов, которые в современных системах связи содержатся в одной кодовой комбинации примененного в них помехоустойчивого кода. Как видно из табл. 3 и табл. 4, для высокоскоростных систем связи, в которых применяются, например, виды модуляции МКМ, КМПБ, величина N_{b0s} может быть равна $N_{b0s} = 6-78$ раз.

Так, например, из данных табл. 3 видно, что при использовании турбокодов для $\Delta\rho_0 = 0,7$ дБ длина кодовой комбинации равна 65536 символов. Это в примерно 78 раз больше длины последовательности символов, переносимых одним сигналом оптимального АС размерности 417. Таким образом, при применении оптимальных АС в системе, в которой сообщения передаются в каналах с белым гауссовским шумом, использование турбокода нецелесообразно, так как в системе с оптимальными АС длина последовательности символов, переносимых одним сигналом такого ансамбля, существенно короче длины турбокода. Отметим также, что при декодировании турбокода используется сложная итерационная процедура, которая требует выполнения 10...20 итераций [8], что существенно увеличивает задержку при декодировании сообщений. Поэтому техническая реализация системы связи, в которой используются оптимальные АС, должна быть существенно проще, чем системы с турбокодом.

Заключение

В [10] и [11] и в данной статье рассмотрен большой комплекс вопросов, связанных с построением систем связи, в которых для передачи сообщений используются многомерные АС, относящиеся к классу оптимальных по Шеннону. Отдельным сигналам таких ансамблей соответствуют сигнальные точки, расположенные на поверхности N -мерной сферы. Рассмотрены вопросы, связанные с построением основных элементов таких систем: кодеров, модуляторов, демодуляторов и декодеров.

В данной статье определены условия, при которых возможно в максимальной степени снизить энергетические потери систем связи по отношению к «идеальной» системе Шеннона. Рассмотрены вопросы совместного использования для передачи сообщений оптимальных многомерных АС и помехоустойчивых кодов. Показано, что использование в системах связи помехоустойчивых

кодов при применении в них оптимальных АС нецелесообразно, так как при этом заметно увеличиваются энергетические потери систем связи. Дано сравнение параметров ряда современных систем связи с системами, в которых сообщения передаются с помощью оптимальных многомерных АС.

Литература

1. Shannon C. Communication in the presence of noise, Proc. IRE, № 1, 1949. (Перевод на русский язык статьи «Связь при наличии шума», опубликована в книге Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. М.: Из-во иностранной литературы // под ред. Р.Л. Добрушина и О.Б. Лупанова, 1963).
2. Shannon C. Probability of error for optimal codes in Gaussian channel. Bell System Techn. J., May, 1959. (Перевод на русский язык статьи «Вероятность ошибки для оптимальных кодов в гауссовском канале», опубликована в книге Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. М.: Из-во иностранной литературы // Под ред. Р.Л. Добрушина и О.Б. Лупанова, 1963).
3. Быховский М.А. Пропускная способность канала связи при передаче сигналов ограниченной длительности // Электросвязь № 8, 2016.
4. Быховский М.А. Теоретические основы проектирования систем связи с высокой энергетической эффективностью // Цифровая обработка сигналов, №2, 2017.
5. Быховский М.А. Гиперфазовая модуляция – оптимальный метод передачи сообщений в гауссовских каналах связи. М.: Техносфера, 2018
6. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. М.: Советское радио, 1970
7. Прокис Дж. Цифровая связь // Перевод с английского под ред. Д.Д. Кловского // М.: Советское радио, 2000.
8. Варгазин В.А., Цикин И.А. Методы повышения энергетической и спектральной эффективности цифровой радиосвязи. СПб.: БХБ-Петербург, 2013.
9. Дж. Кларк мл., Дж. Кейн. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. М.: Радио и связь, 1987.
10. Быховский М.А. Гиперфазовая модуляция – оптимальный метод передачи цифровых сообщений (Часть 1) // Цифровая обработка сигналов. №1, 2018, с. 8-17.
11. Быховский М.А. Гиперфазовая модуляция – оптимальный метод передачи цифровых сообщений (Часть 2) // Цифровая обработка сигналов. № 2, 2018, с. 3-10.

НОВЫЕ КНИГИ

Витязев В.В. Многоскоростная обработка сигналов – М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2017 г. – 336 с.: ил.

Рассмотрена эволюция теории и технологий многоскоростной обработки сигналов в период с начала 70-х гг. прошлого столетия до наших дней с позиции вклада, который внесли в их развитие работы российских ученых и специалистов в области цифровых информационных технологий реального времени. Описаны методы и алгоритмы многоступенчатой и многокаскадной реализаций цифровых узкополосных фильтров и банков цифровых фильтров на основе эффектов прореживания по времени (децимация во временной области) и по частоте (децимация в частотной области).

Приведена методика оптимизации параметров многоступенчатых и многокаскадных структур цифровых полосовых фильтров. Построение оптимальных структур и расчет параметров фильтров частотной селекции иллюстрируется многочисленными примерами.

Для специалистов, научных работников, преподавателей вузов, аспирантов; будет полезна студентам информационных и инфокоммуникационных направлений подготовки.



РАЗРАБОТКА ГИБРИДНОЙ СХЕМЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МЕТОДОВ РЕЗЕРВНЫХ ПОДНЕСУЩИХ И ОГРАНИЧЕНИЯ-И-ФИЛЬТРАЦИИ ДЛЯ СНИЖЕНИЯ ПИК-ФАКТОРА СИГНАЛОВ С OFDM МОДУЛЯЦИЕЙ

Чан Ван Нгуа, аспирант кафедры мультимедийных технологий и телекоммуникаций МФТИ, e-mail: nghiamosmipt@gmail.com.

DEVELOPMENT OF THE HYBRID SCHEME USING TONE RESERVATION AND CLIPPING-AND-FILTERING METHODS FOR PEAK-TO-AVERAGE POWER RATIO REDUCTION OF OFDM SIGNALS

Tran Van Nghia

In this paper we analyze the modified tone reservation (TR) and clipping-and-filtering methods to reduce Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) of OFDM signals and introduce their hybrid scheme on FPGA. The simulation results of the proposed method and experimental results on FPGA using the signal with parameters of DVB-T2 standard are presented. These results show that PAPR of OFDM signals is significantly reduced (about 7 dB).

Key words: Peak-to-Average Power Ratio (PAPR), OFDM modulation, Tone Reservation (TR), clipping-and-filtering (CAF), hybrid scheme, DVB-T2 modulator, FPGA.

Ключевые слова: пик-фактор, OFDM модуляция, метод резервных поднесущих, ограничение-и-фильтрация, гибридная схема, DVB-T2 модулятор, ПЛИС

Введение

Благодаря повышенной спектральной эффективности при передаче в каналах с многолучевым распространением, увеличению помехоустойчивости в условиях межсимвольной интерференции и высокой скорости передачи технология мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) широко применяется в различных стандартах беспроводной передачи данных нового типа, таких как WiFi, WiMAX, DVB [1, 2, 3], DAB [1], сети связи четвертого поколения.

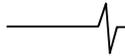
Основным недостатком систем с OFDM модуляцией является высокий пик-фактор (PAPR) передаваемых сигналов, который характеризуется отношением пиковой мощности сигнала к его средней мощности. Из-за этого радиосигнал требует использования широкого линейного динамического диапазона усилителя мощности (УМ), что приводит к увеличению стоимости аппаратуры и к большому энергетическому потреблению. Для УМ с ограниченной линейной областью радиосигнал попадает в область насыщения, что приводит к нелинейным искажениям (внутриполосному и внеполосному). Поэтому эффективное решение для снижения PAPR с относительно простой аппаратной реализацией является важным вопросом при практическом применении OFDM технологии.

До сих пор было разработано достаточно большое количество разнообразных алгоритмов борьбы с пик-фактором [4, 5], таких как ограничение-и-фильтрация CAF (clipping-and-filtering), селективное отображение

Проведен анализ модифицированного метода резервных поднесущих и метода ограничения-и-фильтрации для снижения пик-фактора OFDM сигналов, предложена гибридная схема их реализации на ПЛИС. Представлены результаты моделирования предлагаемого способа и экспериментальные результаты на ПЛИС при использовании сигнала с параметрами, соответствующими стандарту DVB-T2. Показано, что рекомендованный способ позволяет значительно снизить пик-фактор.

SLM (Selective Mapping), частичная последовательность передачи PTS (Partial Transmit Sequence), способ резервных поднесущих TR (Tone Reservation), инжектирование тона TI (Tone Injection) и расширение активного созвездия ACE (Active Constellation Extension).

Ограничение амплитуды OFDM сигналов вызывает внутриполосное искажение и внеполосное излучение. Внутриполосное искажение или внутрисимвольная интерференция нарушает ортогональность поднесущих, что приводит к ухудшению показателей сигнала (вероятность ошибки BER, коэффициент ошибок модуляции MER) и сказывается на достоверности приема сообщения из-за снижения помехоустойчивости приема. Внеполосное излучение или межканальные помехи являются причиной увеличения уровня энергетических потерь, но они могут быть уменьшены с помощью фильтрации и при использовании повторной операции ограничения и фильтрации [6]. После фильтрации появляются пики сигнала, превышающие уровень ограничения. Тем не менее, внутриполосное искажение не может быть уменьшено этим фильтром, а только увеличивается. Чем больше ограничение амплитуды, тем выше внутриполосное искажение. Условное ограничение, предлагаемое в [7], гарантирует внутриполосные и внеполосные искажения ниже заданных значений без какой-либо ите-



рации. Выигрыш в снижении PAPR не большой из-за того, что появляются новые пики сигнала.

Существующий недостаток всех методов CAF состоит в том, что пилотные поднесущие не рассматриваются, что приводит к снижению эффективности оценки канала и синхронизации в приемной стороне.

Метод борьбы с пик-фактором TR предусмотрен в стандарте системы DVB-T2. Этот метод был предложен Tellado [8] на основе импульсного ядра, генерируемого зарезервированными несущими. При этом OFDM сигналы подвергаются специальной итеративной обработке, которая каждую итерацию выполняет поиск наибольшего пика OFDM сигнала для формирования сигнала «анти-пик». В общем случае чем больше число итераций, тем более низкое значение PAPR OFDM сигнала будет получено. Это увеличивает задержку обработки, из-за которой появляются «узкие места» обработки данных, что не соответствует эффективной реализации аппаратных средств. Меньше 10 итераций рекомендуется в [3].

Алгоритм [9] предлагается для вычисления оптимального сигнала «анти-пик». Недостатком этого алгоритма является использование матричных и векторных умножений, градиентных операций, вычислений с квадратным корнем, которые не подходят для аппаратной реализации. Методы реконфигурируемых фильтров [10] позволяют значительно снизить PAPR с помощью комбинирования способов TR и CAF.

В данной статье предложены модифицированные методы резервных поднесущих и ограничения-и-фильтрации, и гибридная схема их реализации на ПЛИС для подавления пик-фактора OFDM сигналов. В частности, модифицированный метод TR одновременно подавляет все пики сигнала в одной итерации, что подобно методам CAF в [6], в то время как в традиционных способах TR [1, 2, 3] уменьшается наибольший пик сигнала. В модифицированном методе CAF, основанном на методе условного ограничения [7], шум ограничения используется в анализе вместо ограниченного OFDM сигнала для преобразования оригинального алгоритма в эквивалентную форму. В гибридном алгоритме модифицированный метод TR используется итеративно и существенно подавляет пик-фактор OFDM сигнала. В последней итерации сигнал «анти-пик» формируется предлагаемым модифицированным методом CAF. При этом малый шум ограничения вносится в передаваемые сигналы так, что пики OFDM сигналов быстро доводятся до желаемого уровня ограничения и новые пики не появляются. Гибридная схема эффективно реализована на ПЛИС на основе схемы метода CAF [7] и не требует изменения структуры демодуляции OFDM-сигнала.

Основы OFDM системы и связанных способов уменьшения пик-фактора OFDM система

В OFDM системах каждый OFDM символ $S = [S(0), \dots, S(N-1)]$ модулируется в N близко расположенных ортогональных поднесущих. OFDM сигналы получают применением ОДПФ (обратное дискретное преобразование Фурье):

$$s(n) = \frac{1}{\sqrt{N_{act}}} \sum_{k=0}^{LN-1} S(k) e^{j2\pi kn/LN}, \tag{1}$$

где N_{act} – число активных поднесущих, индексный набор которых обозначается \mathfrak{R}_{act} , а индексный набор $(LN - N_{act})$ остальных поднесущих, являющихся неактивными поднесущими, состоящими из внеполосных и пограничных поднесущих, обозначается \mathfrak{R}_{oob} ; L – коэффициент интерполяции. На практике, $L = \{1, 2, 4\}$. L -кратная интерполяция реализуется с помощью заполнения нулями середины спектра OFDM символа до L -кратной длины; k и n – индексы отсчетов в частотной и временной областях соответственно.

Способ TR для уменьшения PAPR

Для OFDM символа с N_{act} активными поднесущими множество N_r резервных поднесущих с индексным набором \mathfrak{R} , $\mathfrak{R} = \{r_0, r_1, \dots, r_{N_r-1}\}$, зарезервированы с целью уменьшения пик-фактора, N_c поднесущих с индексным набором \mathfrak{R}_c используются для передачи данных, и $(N_{act} - N_r - N_c)$ остальных поднесущих с индексным набором \mathfrak{R}_p являются пилотными. Пусть $C(k)$ представляет значение зарезервированных поднесущих, а $X(k)$ представляет значение пилотных поднесущих и поднесущих данных. Переданный сигнал получается следующим образом:

$$s(n) = x(n) + c(n) = \frac{1}{\sqrt{N_{act}}} \sum_{k=0}^{LN-1} (X(k) + C(k)) e^{j2\pi kn/LN}, \tag{2}$$

где c – вектор для уменьшения пикового значения сигнала, $c = IDFT(C)$; $x = IDFT(X)$.

$X(k)$ и $C(k)$ определяются в непересекающихся позициях поднесущих, т.е. $X(k) = 0, k \in \mathfrak{R}$ и $C(k) = 0, k \notin \mathfrak{R}$, и

$$xS(k) = \begin{cases} C(k), & k \in \mathfrak{R} \\ X(k), & k \in (\mathfrak{R}_c \cup \mathfrak{R}_p) \\ 0, & k \in \mathfrak{R}_{oob} \end{cases}. \tag{3}$$

Суть способа TR заключается в определении значения резервных поднесущих или генерации вектора c так, чтобы удалить пиковые значения сигнала. Способы TR основаны на применении к OFDM сигналам оператора ограничения для генерации шума ограничения. Затем, шум ограничения поступает на вход фильтра для формирования сигнала коррекции. Операция ограничения, в нескольких случаях называемая полярным ограничением, ограничивает огибающую сигнала на заданном пороговом значении, но сохраняет его оригинальную фазу отсчетов и представляется следующим образом:

$$\bar{s}(n) = \begin{cases} s(n), & |s(n)| \leq A \\ Ae^{j\theta_n}, & |s(n)| > A \end{cases}, \tag{4}$$

где A – желаемый уровень ограничения; $s(n) = |s(n)| e^{j\theta_n}$; θ_n – фаза n -го отсчета сигнала.

Алгоритм 1: Способ TR на основе градиентного алгоритма

1. Исходные значения: $x = x^{(m)}$; $c^{(0)} = \{c_n^{(0)} = 0 | 0 \leq n \leq LN - 1\}$; i начинается с 1.
2. Находят максимальную амплитуду сигнала $(x + c^{(i)})$, $y^{(i)}$, и индекс соответствующего отсчета, $n^{(i)}$, в i -й итерации. Если $y^{(i)} \leq A$, переходят к шагу 6.
3. Рассчитывают отсчет шума ограничения $f(n^{(i)}) = y^{(i)} - A$.
4. Обновляют вектор $c^{(i)}$: $c^{(i)}(n) = c^{(i-1)}(n) - f(n^{(i)})p((n - n^{(i)}) \bmod LN)$.
5. Если i меньше, чем максимальное допустимое значение итераций, i увеличивают на 1 и выполняют возврат к шагу 2. В противном случае выполняют переход к шагу 6.
6. Переданный сигнал $s = x + c^{(i)}$.

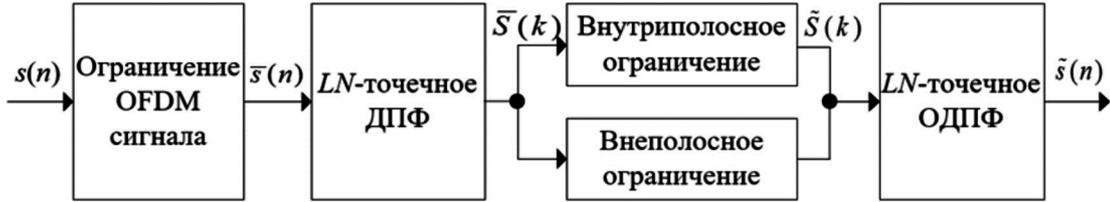


Рис. 1. Блок-схема метода условного ограничения

Шум ограничения представляет собой разность отсчетов OFDM сигнала и их ограниченной версии. Он может быть получен как

$$f(n) = s(n) - \bar{s}(n). \quad (5)$$

Способ TR с использованием градиентного алгоритма был предложен Tellado [8]. Принцип этого алгоритма состоит в том, чтобы итеративно подавлять пики сигнала на основе импульсного ядра, генерируемого зарезервированными поднесущими. Ядро определяется как:

$$p(n) = \frac{1}{N_r} \sum_{k \in \mathfrak{R}} e^{j2\pi kn/LN} = \frac{\sqrt{N_{act}}}{N_r} IDFT(1_{TR}), \quad (6)$$

где 1_{TR} – вектор, содержащий N_r элементов, состоящих из единиц в позициях, соответствующих индексам набора \mathfrak{R} .

Процедуры алгоритма повторяются для каждого OFDM символа. Для m -го символа алгоритм описывается рядом нижеследующих пунктов.

Способ условного ограничения

Один из известных методов CAF – это алгоритм условного ограничения OFDM сигнала (см. рис. 1), обеспечивающий как внутриполосное, так и внеполосное искажения ниже заданных значений. Входной OFDM сигнал $s(n)$ ограничен для формирования сигнала $\bar{s}(n)$ с помощью выражения (4). Потом этот сигнал преобразуется в частотную область с помощью LN -точечного ДПФ для получения $\bar{S}(k)$. Затем внутриполосное и внеполосное ограничения обрабатываются отдельно для генерирования $\tilde{S}(k)$. Наконец, OFDM сигнал с низким PAPR $\tilde{s}(n)$ получается на выходе LN -точечного ОДПФ.

Для внутриполосного ограничения необходимо сначала отсортировать элементы $|E(k)| = |S(k) - \bar{S}(k)|$ (где k – индекс активных поднесущих) вектора ошибки в порядке возрастания, затем найти M элементов вектора ошибки, имеющих наименьшее значение, среднее

квадратическое которых меньше или равно ThS_{max} , в то время как среднее квадратическое $(M+1)$ любых элементов вектора ошибки больше, чем ThS_{max} , где Th – порог; S_{max} – максимальная амплитуда созвездия. Индексный набор этих M поднесущих обозначается \mathfrak{R}_M , а набор индексов $k \in \mathfrak{R}_{act}$, но $k \notin \mathfrak{R}_M$, что обозначается как $\mathfrak{R}_{act} \setminus \mathfrak{R}_M$. Внутриполосная обработка (см. рис. 2) для получения $\tilde{S}(k)$ выполняется следующим образом:

$$\tilde{S}(k) = \begin{cases} \bar{S}(k), & k \in \mathfrak{R}_M; \\ S(k) + ThS_{max} e^{j\theta_k}, & k \in \mathfrak{R}_{act} \setminus \mathfrak{R}_M, \end{cases} \quad (7)$$

где $E(k) = \bar{S}(k) - S(k) = |E(k)| e^{j\theta_k}$.

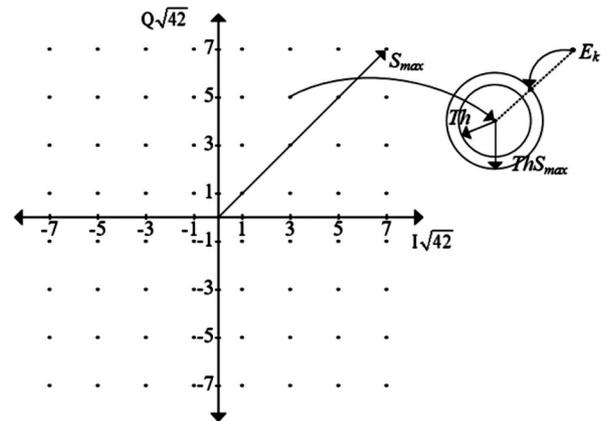


Рис. 2. Внутриполосная обработка для вида модуляции 64-QAM

$P(k)$ обозначает спектральную маску $P(\omega)$, дискретизованную на частоте $\omega = 2\pi k / N$. Внеполосная обработка выражается следующим образом:

$$\tilde{S}(k) = \begin{cases} \bar{S}(k), & |\bar{S}(k)| \leq P(k) \\ \sqrt{P(k)} e^{j\theta_k}, & |\bar{S}(k)| > P(k) \end{cases}, \quad (8)$$

где $\bar{S}(k) = |\bar{S}(k)|e^{j\theta_k}$.

Анализ предлагаемого алгоритма и аппаратной архитектуры Модифицированный способ TR

Обработка для формирования сигнала коррекции может быть рассмотрена в качестве FIR-фильтра LN -го порядка, который характеризуется следующей частотной и импульсной характеристиками:

$$H_r(k) = \begin{cases} 1, & k \in \mathfrak{R}; \\ 0, & \text{иначе,} \end{cases} \quad (9)$$

$$h_r(n) = IDFT(H_r) = \frac{1}{\sqrt{N_{act}}} \sum_{k=0}^{LN-1} H_r(k)e^{j2\pi kn/LN} = \frac{1}{\sqrt{N_{act}}} \sum_{k \in \mathfrak{R}} e^{j2\pi kn/LN}. \quad (10)$$

Связь между входным и выходным сигналами фильтра описывается разностным уравнением (дискретной свёрткой). При этом, выход фильтра получается:

$$y(n) = \sum_{i=0}^{LN-1} h_r(i)f(n-i). \quad (11)$$

Из выражений (4) и (5) видно, что шум ограничения имеет вид серии импульсов. Предположим, что существуют P пиков, превышающих пороговое значение A . Они появляются в позициях n_1, n_2, \dots, n_p . Индексный набор пиков обозначается S_p . При этом, шум ограничения можно переписать как

$$f(n) = \sum_{n_i \in S_p} f(n_i)\delta(n-n_i), \quad (12)$$

где $\delta(n)$ – дельта-функция Кронекера.

Сначала рассмотрим частный случай, где ограничен только один пик в положении $n_i \in S_p$. В этом случае, шум ограничения может быть выражен следующим образом:

$$f(n) = f(n_i)\delta(n-n_i). \quad (13)$$

z -преобразование уравнений (11) и (13) дает:

$$Y(z) = H_r(z)F(z) = f(n_i)z^{-n_i}H_r(z). \quad (14)$$

Из уравнения (14) видно, что выход фильтра представляет собой импульсную характеристику $h_r(n)$, циклически сдвинутую на n_i и масштабированную по величине шума ограничения на позиции n_i . После циклического сдвига первичный пик ($h_r(0)$) импульсной характеристики сдвинут на n_i . Кроме того, из уравнения (10) $h_r(0)$ обладает самым большим значением, а другие отсчеты ($h_r(1) \div h_r(LN-1)$) имеют значение, значительно меньше, чем $h_r(0)$, т.е., выход фильтра близок к дискретному импульсу и позиция его пика совпадает с позицией пика шума ограничения. Чтобы подавить рассматриваемый пик, амплитуда пика на выходе фильтра должна приближаться к $f(n_i)$. Поэтому, импульсная характеристика должна масштабироваться так, чтобы $h_r(0) = 1$, или выход фильтра масштабируется:

$$h_{новая}(n) = \frac{1}{N_r} \sum_{k \in \mathfrak{R}} e^{j2\pi kn/LN} = \frac{\sqrt{N_{act}}}{N_r} IDFT(H_r) = \frac{\sqrt{N_{act}}}{N_r} h_r(n), \quad (15)$$

где $\frac{\sqrt{N_{act}}}{N_r}$ называют коэффициентом масштаба.

При этом, сигнал коррекции на выходе блока формирования сигнала коррекции получается после масштабирования:

$$C(z) = \frac{\sqrt{N_{act}}}{N_r} Y(z) = \frac{\sqrt{N_{act}}}{N_r} f(n_i)z^{-n_i}H_r(z). \quad (16)$$

Из уравнений (15) и (16) можно вывести, что этот частный случай эквивалентен способу TR с использованием градиентного алгоритма [1], [2].

В общем случае шум ограничения в частотном пространстве и сигнал коррекции во временной и частотной областях представлены следующим образом:

$$F(k) = DFT(f) = \sum_{n=0}^{LN-1} f(n)e^{-j2\pi nk/LN} = \sum_{n \in S_p} f(n)e^{-j2\pi nk/LN}, \quad (17)$$

$$C(k) = \frac{\sqrt{N_{act}}}{N_r} F(k)H_r(k) = \begin{cases} \frac{\sqrt{N_{act}}}{N_r} F(k), & k \in \mathfrak{R}; \\ 0, & \text{иначе.} \end{cases} \quad (18)$$

$$c(n) = IDFT(C). \quad (19)$$

В соответствии с уравнением (18) сохраняются только дискретные частотные составляющие $F(k)$ в позициях, соответствующих индексам зарезервированных поднесущих, а остальные составляющие обнуляются. Коррекция c , полученная на выходе блока формирования сигнала коррекции, может значительно уменьшить пики в соответствии с индексами набора S_p . Однако отсчеты коррекции $c(n)$ в других позициях не равны нулю, это приводит к тому, что новые пики, называемые вторичными пиками, могут появиться в любой из LN позиций отсчетов OFDM сигнала и превысить уровень ограничения. Таким образом, генерирование сигнала «анти-пик» может повторяться несколько итераций и/или дальше выполняться предлагаемым модифицированным методом CAF.

Модифицированный метод ограничения-и-фильтрации

Чтобы обеспечить вторичные пики ниже порога ограничения или как можно меньше при ограниченном числе итераций, как правило, применяется метод CAF. Однако, в способе CAF [7] аппаратная реализация блока внутриполосной обработки обладает большой сложностью из-за определения набора \mathfrak{RM} с измененным числом элементов и вычисления средней мощности этого набора.

В отличие от блок-схемы на рис. 1 в модифицированном методе шум ограничения генерирован и предназначен для формирования сигнала коррекции вместо

ограниченного OFDM сигнала, как в способах TR. В частности, блок внутриполосной обработки сохраняет частотные составляющие $F(k)$ в позициях, соответствующих индексам набора \mathfrak{R} , ограничивает составляющие $F(k)$ с индексами в соответствии с набором \mathfrak{R}_c на пороге E , и сбрасывает в ноль составляющие $F(k)$, связанные с пилотными поднесущими. Во внеполосной обработке частотные составляющие $F(k)$ с индексами в соответствии с неактивными поднесущими ограничены на порогах E и $P(k)$.

Операции внутриполосного и внеполосного ограничений аналогичны оператору полярного ограничения (4) на порогах $P(k)$. Разница между внеполосной обработкой и оператором полярного ограничения заключается в том, что пороговые значения $P(k)$ являются переменными величинами. Каждая частотная составляющая $F(k)$ во внеполосной области сравнивается с амплитудой спектральной маски $P(k)$ в этой точке. Порог E выбирается для поддержания допустимого внутриполосного искажения передающего сигнала.

Все операции обработки модифицированного метода CAF для получения сигнала коррекции могут выражаться как

$$C(k) = \begin{cases} F(k), & k \in \mathfrak{R} \\ \bar{F}_c(k), & k \in \mathfrak{R}_c \\ 0, & k \in \mathfrak{R}_p \\ \bar{F}_o(k), & k \in \mathfrak{R}_{oob} \end{cases}, \quad (20)$$

где

$$\bar{F}_c(k) = \begin{cases} F(k), & ((k \in \mathfrak{R}_c) \text{ и } (|F(k)| \leq E)) \\ Ee^{j\theta_k}, & ((k \in \mathfrak{R}_c) \text{ и } (|F(k)| > E)), \\ 0, & k \notin \mathfrak{R}_c \end{cases}, \quad (21)$$

и

$$\bar{F}_o(k) = \begin{cases} F(k), & ((k \in \mathfrak{R}_{oob}) \text{ и } (|F(k)| \leq \sqrt{P(k)})) \\ \sqrt{P(k)}e^{j\theta_k}, & ((k \in \mathfrak{R}_{oob}) \text{ и } (|F(k)| > \sqrt{P(k)})) \\ 0, & k \notin \mathfrak{R}_{oob} \end{cases}. \quad (23)$$

Описание предлагаемого алгоритма

Предлагаемый гибридный алгоритм описан в алгоритме 2. Сначала необходимо выбрать желаемые значения ограничения A и E , набор TR и максимальное ко-

личество итераций $MaxIter$, вычислить и сохранить амплитуду спектральной маски $\sqrt{P(k)}$ в памяти. Процедуры гибридного алгоритма повторяются для каждого OFDM символа. Алгоритм 2 представлен для m -го символа.

В предлагаемом гибридном алгоритме модифицированный метод TR используется итеративно. В последней итерации сигнал коррекции формируется модифицированным методом CAF. Поэтому пики OFDM сигналов быстро доводятся до желаемого уровня ограничения и новые пики не появляются при малом шуме ограничения, малый шум ограничения вносится в передаваемые сигналы.

Предлагаемое устройство на ПЛИС

Аппаратная схема для реализации предлагаемого алгоритма (алгоритм 2) на ПЛИС изображена на рис. 3. Она состоит из двух сумматоров, трех ключей и восьми блоков: формирование шума ограничения, блок ДПФ, блок выделения необходимых поднесущих, блок ОДПФ, блок масштабирования, блок буфера x , блок обновления s и блок ограничения амплитуды.

Для формирования оригинального OFDM-сигнала x первый блок ОДПФ собирает N_c ячеек модулированных данных, пилотные сигналы и N_r зарезервированных ячеек, которые обнуляются, в массив N_{act} активных ячеек OFDM-символа и преобразует их во временную область. Блок вставки пилотов/TR предназначен для генерирования пилотных сигналов и их индексов позиции в OFDM-символе и индексов зарезервированных поднесущих (TR). Индексы пилотных сигналов и TR также подаются на блок выделения необходимых поднесущих.

Первый ключ подключает сигнал x в первой итерации или сигнал s , $s = x + c(i)$, в других итерациях к выходу.

Блок формирования шума ограничения (см. рис. 4) используется для вычисления шума ограничения. Он содержит несколько арифметических компонентов: блоки CORDIC, блок вычитания, блок сравнения и блоки умножения. Конвейерная архитектура используется в проектировании блоков CORDIC для ускорения работы устройства. Входной сигнал s , $s = |s| = \text{Re}(s) + j \text{Im}(s)$, включающий вещественную $\text{Re}(s)$ и мнимую $\text{Im}(s)$ части, подается на вход блока CORDIC Artan, первый выход которого $|s|$ – амплитуда входного сигнала – соединен

Алгоритм 2: Предлагаемый гибридный алгоритм

1. Исходные значения: $x = x^{(m)}$; $c^{(0)} = \{c_n^{(0)} = 0 \mid 0 \leq n \leq LN - 1\}$; i начинается с 1.
 2. Вычисляют $f(n)$ с использованием (5). Если $i = MaxIter$, выполняют переход к шагу 5.
 3. Рассчитывают коррекцию c с использованием (19), потом обновляют вектор $c^{(i)} : c^{(i)} = c^{(i-1)} - c$.
 4. $i = i + 1$; и выполняют возврат к шагу 2.
 5. Преобразуют $f(n)$ в частотную область. Вычисляют коррекцию C с использованием (20). Преобразуют C во временную область для получения s .
 6. Обновляют вектор $c^{(MaxIter)} : c^{(MaxIter)} = c^{(MaxIter-1)} - c$.
 7. Переданный сигнал $s = x + c^{(MaxIter)}$.
-

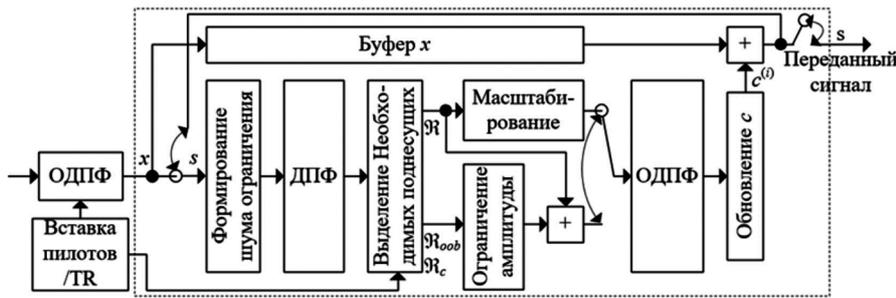


Рис. 3. Блок-схема предлагаемого устройства на ПЛИС

с первым входом блока сравнения, первым входом первого ключа и первым входом блока вычитания, а второй выход θ – фаза входного сигнала – соединен с входом блока CORDIC sin-cos. Сигнал порога ограничения A поступает на второй вход блока сравнения и второго ключа. Выход блока сравнения равен нулю при $|s| \leq A$, в противном случае он равен единице. Этот выход управляет подключением двух входов первого ключа к выходу $|\bar{s}|$ (где $|\bar{s}|$ – амплитуда ограниченного входного сигнала), который поступает на второй вход блока вычитания. Выход блока вычитания, представляющий собой амплитуду шума ограничения $|f|$, подается на первый вход блоков умножения. Сигналы $\cos\theta$ и $\sin\theta$, генерируемые блоком CORDIC sin-cos поступают соответственно на второй вход блоков умножения. Выход блоков умножения подается на вход блока ДПФ (см. рис. 3).

Блок ДПФ преобразует шум ограничения в частотную область. Его выход поступает на вход блока выделения необходимых поднесущих. По индексам пилотных сигналов и TR, соединенным с блоком вставки пилотов/TR, этот блок выделяет резервные поднесущие, поступающие на вход блока масштабирования и первого сумматора, и поднесущие в соответствии с наборами \mathfrak{R}_{ob} и \mathfrak{R}_c , поступающие на вход блока ограничения амплитуды. Резервные поднесущие после масштабирования подаются на второй ключ.

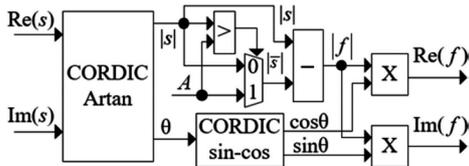


Рис. 4. Блок-схема блока формирования шума ограничения

Блок ограничения амплитуды корректирует искаженные ячейки созвездий и ограничивает энергию поднесущих в соответствии с наборами \mathfrak{R}_{ob} по спектральной маске. Для обработки поднесущих данных и неактивных поднесущих требуются аналогичные аппаратные ресурсы. Каждая поднесущая классифицируется на поднесущие данных или неактивные поднесущие. Поэтому, операции внутрисполосного и внеполосного ограничений могут использовать общие аппаратные ресурсы, как показано на рис. 5. Блок-схема блока ограничения амплитуды практически аналогична блоку формирования шума ограничения. Порог $\sqrt{P(k)}$ может быть вычислен и сохранен в памяти по теоретической спектральной маске конкретной беспроводной OFDM системы. Рис. 6 иллюстрирует теоретический спектр сигналов передачи

стандарта DVB-T2 для каналов с шириной полосы пропускания 8 МГц [2]. Выход блока ограничения амплитуды поступает на второй вход первого сумматора, выход которого соединен со вторым входом второго ключа.

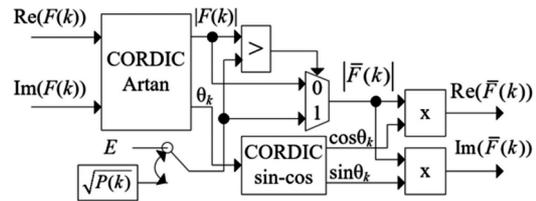


Рис. 5. Блок-схема блока ограничения амплитуды

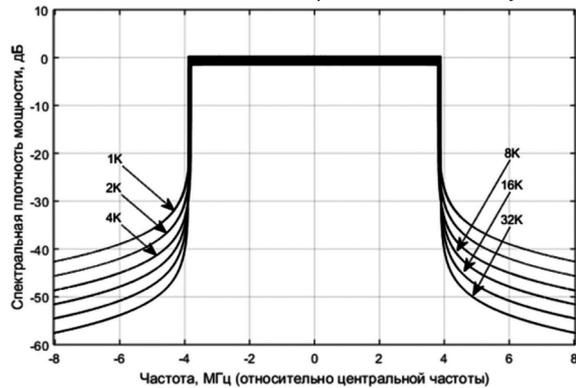


Рис. 6. Теоретический спектр сигнала DVB-T2 для каналов с полосой пропускания 8 МГц

Второй ключ обеспечивает подключение сигнала на выходе первого сумматора в последней итерации или сигнала на выходе блока масштабирования в других итерациях к входу ОДПФ. Блок ОДПФ преобразует входные частотные составляющие во временную область. Блок обновления с используется для обновления сигнала «анти-пик». Обновленный сигнал «анти-пик» $c^{(i)}$ передается на вход второго сумматора, суммирующий $c^{(i)}$ и оригинальный OFDM-сигнал x , выход которого подается на вход блока формирования шума ограничения через первый ключ, чтобы начать следующий шаг итерации. На последней итерации выход второго сумматора используется в качестве переданного сигнала s .

По сравнению с методом ограничения-и-фильтрации [7] в блок-схеме предлагаемого устройства присутствует блок масштабирования и кроме функции внутрисполосного и внеполосного ограничений блок выделения необходимых поднесущих осуществляет выделение резервных поднесущих с использованием памяти с небольшим объемом, сохраняющей позиции набора TR в виде логического значения ('0' или '1') для выбора необходимых поднесущих на выходе ДПФ. Это незначительно увеличивает затраты аппаратных ресурсов чипа ПЛИС.

Экспериментальные результаты

Результаты моделирования в среде Matlab

Эффективность предлагаемых алгоритмов была оценена в среде Matlab с помощью функции выборочного вероятностного распределения (CCDF – complementary cumulative distribution function), где CCDF представляет собой вероятность того, что PAPR превышает заданный порог PAPR0. Были использованы нормированные символы модуляции 64-QAM в качестве входа системы OFDM.

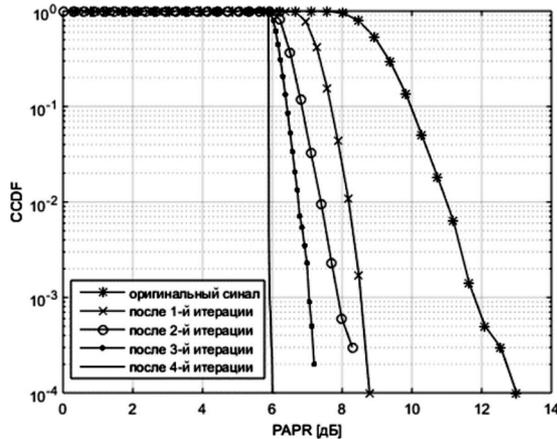


Рис. 7. PAPR CCDF предлагаемого алгоритма при $N = 1024$, $N_{act} = 853$ и $N_r = 50$

На рис. 7 и рис. 8 проиллюстрированы результаты снижения PAPR с помощью предлагаемого алгоритма при различном количестве итераций. В случае $N = 1024$, количество резервных поднесущих выбирается $N_r = 50$ как в [10]. После четырех итераций PAPR снижается с 13,12 дБ до 6,0 дБ (т.е. абсолютный выигрыш составляет 7,12 дБ) при вероятности CCDF 10^{-4} . По сравнению со способами в [10] дополнительное снижение PAPR предлагаемого алгоритма достигает 0,52 дБ. При $N = 32768$ параметры системы, используемые для моделирования,

выбираются по стандарту DVB-T2. По сравнению с результатами, опубликованными в [3], с. 149–151 (выигрыш составляет примерно 3 дБ), предлагаемый способ имеет больший выигрыш в уменьшении пик-фактора OFDM сигнала (примерно 6 дБ после четырех итераций, см. рис. 8).

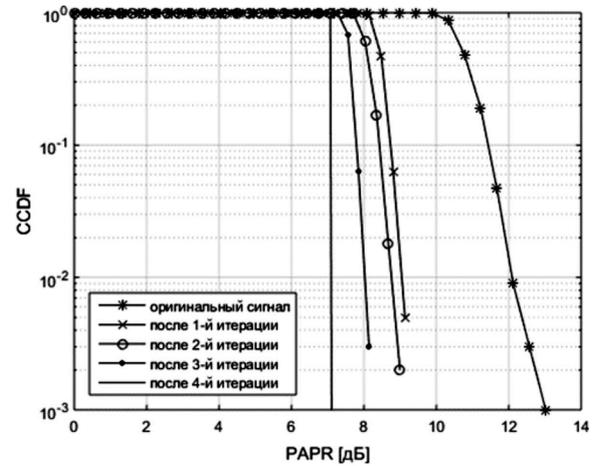
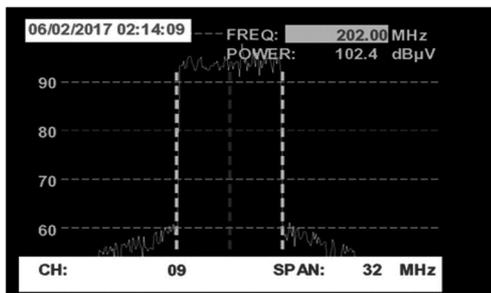


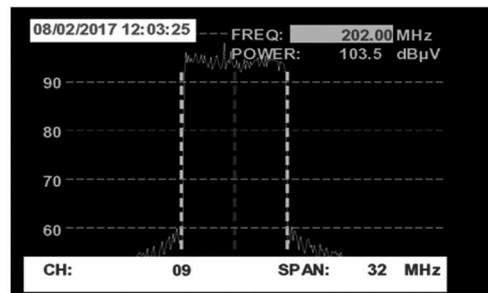
Рис. 8. PAPR CCDF предлагаемого алгоритма при $N = 32768$, $N_{act} = 27841$ и $N_r = 288$

Результаты реализации на ПЛИС

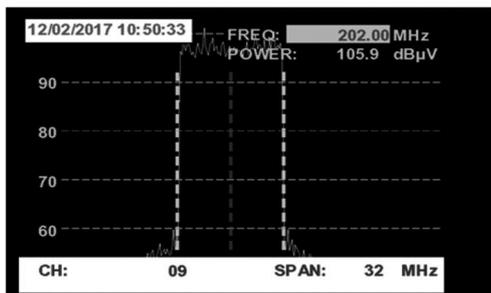
Предлагаемый способ был реализован с помощью аппаратных средств и протестирован на чипе Xilinx Kintex-7 XC7K325T платы NetFPGA-1G-CML Development Kit и на плате AD9789 Evaluation Board для параметров, используемых в стандарте DVB-T2. Радиочастотные сигналы рассматриваются на телевизионном анализаторе PROMAX TV EXPLORER HD+ и приведены на рис. 9. При $N = 32768$, коэффициент интерполяции выбирается $L = 2$, поскольку максимальная длина ДПФ для реализации на ПЛИС составляет 64К [11]. Спектр сигналов передачи соответствует теоретической спектральной маске.



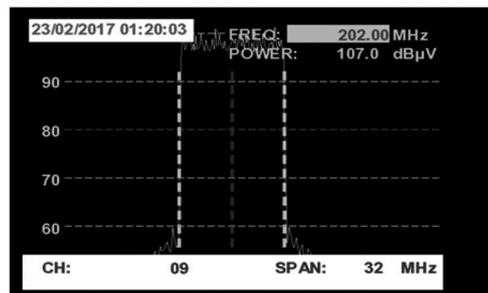
$N = 2048$, $N_{act} = 1705$, $N_r = 18$ и $L = 4$



$N = 4096$, $N_{act} = 3409$, $N_r = 36$ и $L = 4$



$N = 16384$, $N_{act} = 13921$, $N_r = 144$ и $L = 4$



$N = 32768$, $N_{act} = 27841$, $N_r = 288$ и $L = 2$

Рис. 9. Экспериментальные результаты на ПЛИС и AD9789

Заключение

В данной статье были предложены модифицированный метод резервных поднесущих и метод ограничения-и-фильтрации, а также гибридный алгоритм для снижения пик-фактора OFDM сигналов. Схема предлагаемого алгоритма реализована и протестирована на ПЛИС для параметров, используемых в стандарте DVB-T2. Экспериментальные результаты на ПЛИС показывают, что рекомендованный способ позволяет значительно снизить пик-фактор OFDM сигналов и может быть использован в структуре возбuditелей стандарта DVB-T2, и также в других беспроводных системах передачи с OFDM-модуляцией.

По сравнению с традиционным методом ограничения-и-фильтрации сложность предлагаемого устройства на ПЛИС незначительно увеличивается.

Литература

1. Дворкович В.П. и Дворкович А.В. Цифровые видеоинформационные системы (теория и практика) // Москва: Техносфера, 2012. – 1008 с.
2. ESTI EN 302 755 V1.4.1. Digital video broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system // European Standard, July 2015.
3. ETSI TS 102 831 V1.2.1. Digital Video Broadcasting (DVB); Implementation guidelines for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2) // European Standard, Aug. 2012.

4. Han S.H. and Lee J.H. An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission // IEEE Wireless Communications, vol. 12, no. 2, pp. 56–65, April 2005.

5. Jiang T. and Wu Y. An Overview: Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for OFDM Signals // IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 54, no. 2, pp. 257–268, June 2008.

6. Anoh K., Tanriover C. and Adebisi B. On the Optimization of Iterative Clipping and Filtering for PAPR Reduction in OFDM Systems // IEEE Access, vol. 5, pp. 12004–12013, June 2017.

7. Baxley R.J., Zhao C., and Zhou G.T. Constrained clipping for crest factor reduction in OFDM // IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 52, no. 4, pp. 570–575, Dec. 2006.

8. Tellado J. Peak to average power reduction for multi-carrier modulation // Ph.D. dissertation, Stanford Univ., Stanford, CA, 2000.

9. Wang Y., Xie S., and Xie Z. FISTA-Based PAPR Reduction Method For Tone Reservation's OFDM System // IEEE Wireless Communications Letters, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, Nov. 2017.

10. Tran V.N. and Le H.N. Reconfigurable Complex Filtering Methods for PAPR Reduction of OFDM Signals with Low Computational Complexity // 2017 IVth International Conference on Engineering and Telecommunication (EnT), Moscow, Russia, pp. 59–63, Dec. 2017.

11. Pg109. Fast Fourier Transform v 9.0 // Xilinx LogiCORE IP Product Guide, Nov. 2015.

Солонина А.И.

Цифровая обработка сигналов в зеркале MATLAB

РЕЦЕНЗЕНТЫ: Е.Б. Соловьева, д-р техн. наук, завкафедрой теоретических основ электротехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ»; А.А. Монаков, д-р техн. наук, проф. кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

Учебное пособие представляет собой базовый курс по цифровой обработке сигналов с традиционными темами: линейные дискретные системы; эффекты квантования в цифровых системах с фиксированной точкой; дискретные сигналы с описанием в частотной области, включая алгоритмы дискретного и быстрого преобразования Фурье; случайные процессы и их статистические характеристики; методы непараметрического и параметрического спектрального анализа; цифровые фильтры общего и специального назначения; многоскоростные системы и их полифазные структуры; банки фильтров; основы адаптивной обработки сигналов.

Теория ЦОС преподносится с позиции моделирования в MATLAB: теоретические аспекты базовых методов и алгоритмов ЦОС увязываются с их моделированием в MATLAB и иллюстрируются соответствующими примерами.

Книга предназначена для студентов и преподавателей вузов, а также специалистов в области цифровой обработки сигналов.

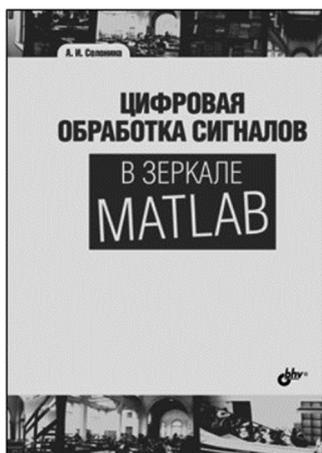
Солонина Алла Ивановна, кандидат технических наук, доцент кафедры радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций имени проф. М.А. Бонч-Бруевича с многолетним научно-методическим и педагогическим стажем, автор многочисленных публикаций и книг по цифровой обработке сигналов, в том числе «Алгоритмы и процессоры цифровой обработки сигналов», «Основы цифровой обработки сигналов. Курс лекций», «Цифровая обработка сигналов. Моделирование в MATLAB», «Цифровая обработка сигналов. Моделирование в Simulink», «Цифровая обработка сигналов и MATLAB», выпущенных издательством «БХВ-Петербург».



www.bhv.ru

Отдел оптовых поставок

E-mail: opt@bhv.spb.su



систем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций имени проф. М.А. Бонч-Бруевича с многолетним научно-методическим и педагогическим стажем, автор многочисленных публикаций и книг по цифровой обработке сигналов, в том числе «Алгоритмы и процессоры цифровой обработки сигналов», «Основы цифровой обработки сигналов. Курс лекций», «Цифровая обработка сигналов. Моделирование в MATLAB», «Цифровая обработка сигналов. Моделирование в Simulink», «Цифровая обработка сигналов и MATLAB», выпущенных издательством «БХВ-Петербург».

РЕЗУЛЬТАТЫ ПОЛЕВЫХ ИСПЫТАНИЙ ТЕХНОЛОГИИ ЦИФРОВОГО МУЛЬТИМЕДИЙНОГО ВЕЩАНИЯ РАВИС

Дворкович В.П., д.т.н., профессор, заведующий кафедрой мультимедийных технологий и телекоммуникаций Московского физико-технического института (государственного университета), e-mail: v.dvorkovich@mail.ru;
Дворкович А.В., д.т.н., чл.-корр. РАН, директор физтех-школы радиотехники и компьютерных технологий Московского физико-технического института (государственного университета), e-mail: dvork-alex@yandex.ru;
Иртыга В.А., к.т.н., научный сотрудник лаборатории мультимедийных систем и технологий Московского физико-технического института (государственного университета), e-mail: virtuga@mail.ru;
Седова М.А., директор по развитию и внедрению системы РАВИС Московского физико-технического института (государственного университета), e-mail: sedovamarina2017@yandex.ru.

RESULTS OF FIELD TESTS OF DIGITAL MULTIMEDIA BROADCASTING TECHNOLOGY RAVIS

Dvorkovich V.P., Dvorkovich A.V., Irtyuga V.A., Sedova M.A.

The article presents the research results of the video information system RAVIS, that provides in a standard channel with a bandwidth up to 250 kHz encoding and transmission of 10-15 stereo sound programmes, or a standard TV programme broadcasting. The results of the tests carried out in Kazan and Izhevsk showed the possibilities of the system for fixed and mobile reception.

The main application of the RAVIS technology is the provision of local audiovisual broadcasting, including reception in transport, and the provision of additional notification service for the Ministry of Emergency Situations. To implement the system, it is necessary to deploy broadcasting in pilot areas to demonstrate the capabilities and advantages of the system.

Key words: RAVIS, digital terrestrial broadcasting, test trials, test broadcasting, fixed reception, mobile, reception, MER, BER.

Ключевые слова: РАВИС, цифровое радиовещание, полевые испытания, опытное вещание, фиксированный прием, мобильный прием, MER, BER.

Введение

РАВИС – запатентованная и стандартизированная в России технология цифровой наземной радиопередачи аудиовизуальной информации [1-8], признанная на международном уровне [9-13]. Принцип создания отечественной системы цифрового телерадиовещания РАВИС был обоснован патентом РФ на вещание телевидения через узкополосный канал связи еще в 2000 году [1]. Предполагалось интегрирование России в общемировую систему цифровых телекоммуникаций на базе российского стандарта, взаимодействие с другими стандартами телерадиовещания.

Основными аспектами «Цифровой экономики» в соответствии с майскими Указами 2017 года Президента РФ Путина В.В. являются:

- «поддержка традиционных средств распространения информации, в первую очередь – **радио**»;
- «внедрение радиотехнических инновационных систем как **приоритетного пути технологического развития**».

Эти Указы подчеркивают необходимость внедрения на территории России инновационных разработок российских ученых в телекоммуникационной сфере, не имеющих аналогов в мире и обеспечивающих экономи-

Приведены результаты практических исследований отечественной видеоинформационной системы РАВИС, обеспечивающей кодирование и передачу в стандартном радиоканале с полосой до 250 кГц 10-15 звуковых стереофонических программ, либо программы стандартного ТВ вещания. Результаты испытаний, проведенных в г.г. Казани и Ижевске, показали возможности системы при фиксированном и мобильном приеме.

Основное применение технологии РАВИС – обеспечение локального аудиовизуального вещания, в том числе, в транспорте, и предоставление сервиса дополнительного оповещения для МЧС. Для внедрения системы необходимо дальнейшее развертывание вещания в опытных зонах для демонстрации возможностей и преимуществ системы.

ческую безопасность России.

«Создание инновационной продукции является ключевым фактором, определяющим конкурентоспособность национальных экономик и эффективность национальных стратегий безопасности», утверждается в указанных документах.

В 2018 г. Президент РФ подписал новый Указ «О национальных целях и стратегических задачах развития Российской Федерации на период до 2024 года» [14], где одной из ключевых задач определено «обеспечение **ускоренного** внедрения российских цифровых технологий в экономике и социальной сфере, повышения качества безопасной передачи информации, доступной для всех организаций и домохозяйств, посредством российских инновационных технологий».

Можно отметить таких выдающихся российских ученых, как А.С. Попов, в 1895 году изобретший радио, Б.Л. Розинг, ставший в 1911 году основоположником передачи изображений, В.К. Зворыкин, разработавший в подарок Американскому континенту современную систему телевизионного вещания. И в советское время было много выдающихся ученых в области радио и телевидения: А.Я. Брейтбарт, П.В. Шамаков, С.И. Катаев, Г.В. Брауде, С.В. Новаковский и др.

На сегодняшний день в плане внедрения цифрового телерадиовещания можно отметить следующее. Системы цифрового телевидения разработаны и внедрены: в США и Канаде (ATSC), 2 поколения системы DVB в Европе, ISDB в Японии и Бразилии, два поколения системы DTMB в Китае. Системы цифрового радиовещания внедрены: в США и Канаде (HD Radio), частично во многих странах Европы, Австралии (DAB, DAB+), Южной Корее (DMB), частично в ряде стран – DRM.

Россия же – единственная в Европе страна, где параллельно с частичным внедрением цифрового телевидения осуществляется аналоговое ТВ вещание. В то же время в России имеются свои собственные передовые разработки в этой области. Инновационная система РАВИС может обеспечить организацию цифрового мультимедийного вещания и позволяет существенно увеличить количество радиопрограмм в FM-диапазоне, задействовать часть радиоканалов под передачу ТВ программ.

В конце 2015 года было принято решение Государственной комиссии по радиочастотам о создании опытных участков в 4-х городах: Казани, Ижевске, Краснодаре и Калининграде (№15-35-01 от 16.10.2015). В соответствии с этим решением в октябре 2017 г. была запущена тестовая эксплуатация технологии РАВИС в Республике Татарстан, а в мае 2018 г. – в Удмуртской Республике.

В г.г. Казань и Ижевск и их окрестностях (в радиусе 40 км) были начаты полевые испытания опытного вещания РАВИС для уточнения некоторых технических характеристик оборудования, параметров планирования сети вещания и для популяризации сервиса цифрового мультимедийного вещания для стационарного и мобильного приема.

Полевые испытания технологии включали тестирование многопрограммного звукового вещания и видеовещания при стационарном и мобильном приеме и тестирование мобильного разнесенного приема. В ходе испытаний технология РАВИС продемонстрировала, в том числе, свою высокую эффективность в качестве дополнительного беспроводного средства массового оповещения ГО и ЧС, в частности, в здании Главного управления МЧС России по РТ и в здании отдела полиции для МВД.

В связи с острой необходимостью в качественной современной системе оповещения ГО и ЧС в различных местах массового скопления населения, технология РАВИС вызвала большой интерес со стороны МЧС России по Республике Татарстан. До конца 2018 г. в полевые испытания опытного цифрового вещания в г. Казани включено тестирование мобильного приема ви-

деовещания в муниципальном и индивидуальном транспорте. Стационарное цифровое опытное вещание РАВИС в качестве дополнительного беспроводного средства массового оповещения ГО и ЧС в интересах МЧС России по РТ будет продолжено в торговых центрах, кинотеатрах, медицинских учреждениях, промышленных предприятиях и др. объектах г. Казани.

Помимо проведения работ в г. Казани 31 мая 2018 г. состоялся запуск второго пилотного проекта системы РАВИС в г. Ижевск (Удмуртская Республика) при активном участии ПАО «Ростелеком». Развертывание и внедрение цифрового радиовещания в Татарстане и Удмуртии поддерживается на правительственном уровне республик.

По Поручению Президента Республики Татарстан Минниханова Р.Н. для оперативного решения вопросов внедрения на территории РТ технологии цифрового радио и телевидения в FM-диапазоне (РАВИС) ответственным координатором назначено Министерство информатизации и связи Республики Татарстан. В Удмуртии ответственным координатором проекта РАВИС по решению Главы и Правительства Удмуртской Республики назначено Министерство промышленности и торговли УР в лице и.о. министра промышленности и торговли Удмуртии.

По окончании тестовых испытаний наземного вещания в опытных зонах проектом предусмотрена организация мелкосерийного, а затем серийного производства оборудования для реализации вещания на всей территории России и в других странах.

На данном этапе мелкосерийный выпуск приемного оборудования предусмотрен АО «Сарапульский радиозавод». Созданы опытные образцы цифровых приемников для гражданского и специального применения, как стационарных, так и для установки в движущемся транспорте.

Производство цифрового передающего оборудования предусмотрено в рамках сотрудничества с МФТИ (г. Москва) и ООО «НПП Триада-ТВ» (г. Новосибирск).

Большую заинтересованность в участии в проекте РАВИС выразило АО «Омский НИИ приборостроения», имеющее более чем 15-летний практический опыт разработки кремневой электроники. Применение кремниевых технологий приведет к сокращению себестоимости цифровых приемников РАВИС в 10 и более раз, что существенно увеличит объемы продаж приемников при коммерческом внедрении цифрового мобильного вещания.

Полевые испытания

Полевые испытания технологии РАВИС проходили в г. Казань, Республика Татарстан, в несколько этапов:

- 20 октября – 4 ноября 2017 г. (запуск);
- 5-9 декабря 2017 г. (фиксированный прием);
- 26 января – 1 февраля 2018 г. (фиксированный прием);
- 13-17 марта 2018 г. (мобильный прием).

Сертифицированный передатчик был установлен по адресу: Республика Татарстан, с. Верхний Услон, РТПЦ «Телецентр» (рис. 1).

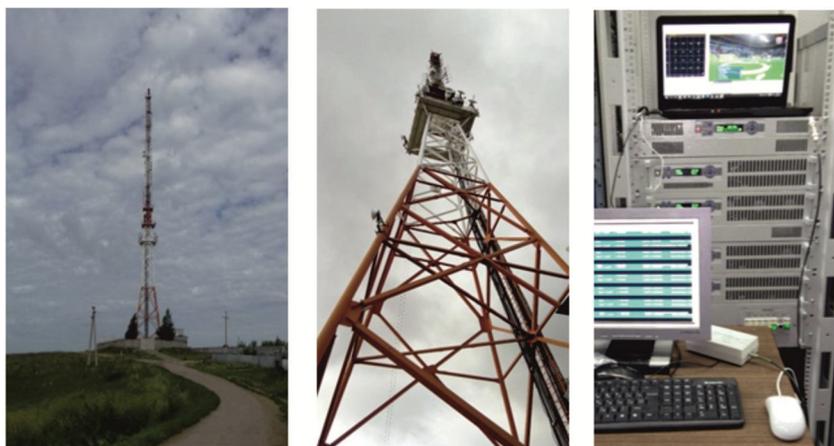


Рис. 1. Антенная мачта и передатчик РАВИС с контрольным приемником, с. Верхний Услон

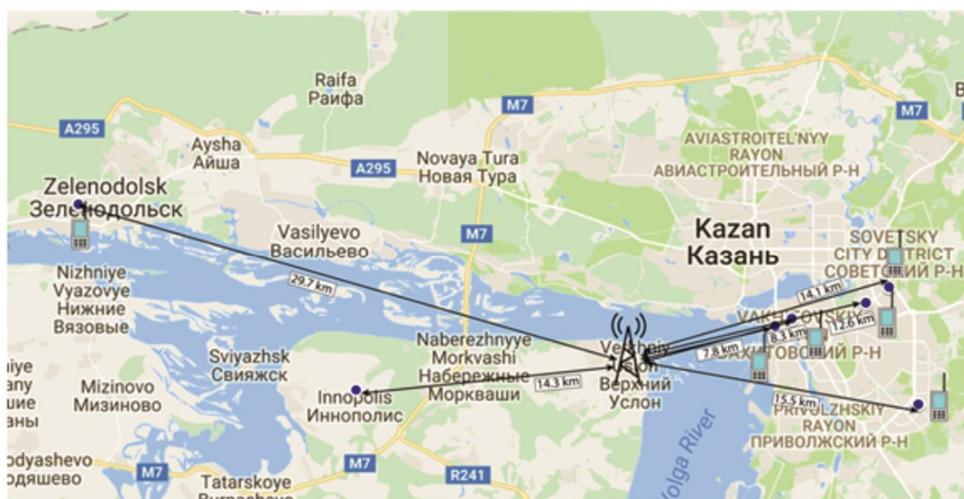


Рис. 2. Точки установки приемника при испытаниях фиксированного приема

- Параметры передатчика:
- средняя выходная мощность 440-500 Вт;
- высота подвеса антенны – 150 м;
- высота основания антенно-мачтового сооружения – 180 м;
- частота радиоканала – 99,6 МГц;
- полоса сигнала - 100, 200, 250 кГц.

Мобильный прием

Мобильный прием тестировался в автомобиле Hyundai Solaris с использованием одной или двух штыревых антенн с магнитным основанием длиной 70 см (разнесенный прием), расстояние между антеннами 90 см. Измерительный приемник – USRP-2950 (NI & Ettus Research) с ПО «Приемник РАВИС».

Испытания мобильного приема проводились в движущемся автомобиле по различным маршрутам в черте города Казань и в его близлежащих окрестностях. В ходе измерений записывались уровни сигнала по каждому из каналов, MER по эталонному сигналу суммарного сигнала при разнесенном приеме (MRC), битовая ошибка в суммарном сигнале. Характер канальных искажений, наблюдаемый в Казани, имеет ярко выраженный многолучевой характер с быстрыми временными и частотными замираниями. Также оценивалось визуальное качество приема видеосигнала и звукового сопровождения. Тестировались все режимы QAM-моду-

ляции и скоростей канального кодирования, предусмотренные в системе РАВИС. Координаты трека записывались с помощью приемника ГЛОНАСС/GPS, видеозапись проезда велась с помощью видеорегистратора.

Фиксированный прием

На время испытаний фиксированного приема приемники устанавливались в следующих точках:

- здание отдела полиции УВД г. Казани;
- здание Главного управления МЧС по Республике Татарстан;
- здание МЦК КТИТС (Межрегиональный Центр Компетенций – Казанский техникум информационных технологий и связи);
- здание Министерства информатизации и связи Республики Татарстан;
- здание гостиницы «Кристалл», г. Казань.

При испытаниях фиксированного приема использовалась одна штыревая антенна на магнитном основании длиной 70 см, которая устанавливалась на высоту не ниже 2 этажа (крыша или отлив за окном). Приемник осуществлял проигрывание многопрограммного звукового стереофонического вещания, звукового многоканального (5.1) вещания, видеовещания со звуковым сопровождением (трансляция записи футбольного матча).

На рис. 2 изображены места установки приемников при тестировании фиксированного приема. Параметры

передачи при испытаниях фиксированного приема: полосу сигнала 250 кГц, модуляция несущих 16-QAM, скорость канального кодирования $R = 3/4$. На рис. 3-5 приведены фотографии некоторых мест установки приемников.



Рис. 3. Здание отдела полиции УВД г. Казани (антенна на крыше здания и приемник RAVICS)



Рис. 4. Здание Главного управления МЧС по Республике Татарстан, приемник, антенна установлена за окном



Рис. 5. МЦК КТРИС

На рис. 6 приведены спектры сигнала на приеме. Хорошо заметны частотно-селективные замирания, вызванные многолучевым распространением сигнала. Во всех точках установки фиксированных приемников система RAVICS обеспечивала устойчивый безошибочный прием сигнала, $MER > 20$ дБ, $BER = 0$.

Фотографии автомобиля и установленного в нем приемника RAVICS приведены на рис. 7.

1. Трек ул. Гареева – с. Новая Тура
 - Модуляция 16-QAM, $R = 1/2$, скорость потока 400 кбит/с.
 - Длительность трека: 53 минуты.
 - Диапазон скорости движения: 50 – 110 км/ч.

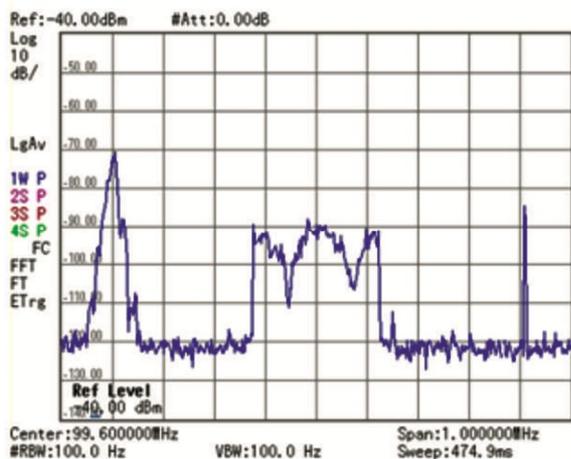


Рис. 6. Спектр сигнала RAVICS с частотно-селективными замираниями в канале

Результаты. На большей части трека битовый поток передавался без искажений ($BER = 0$), на остальных участках битовые ошибки возникали из-за холмистого характера местности при существенном понижении высоты над уровнем моря в точке приема. На этих участках наблюдается практически полное отсутствие сигнала. На участках трека с нулевой битовой ошибкой воспринимаемое качество приема видео и звука соответствует идеальному (рис. 8). Максимальное удаление от передатчика составило 24,3 км (25-я минута, устойчивый прием).

2. Трек с. Новая Тура – ул. Гареева
 - Модуляция QPSK, $R = 1/2$, скорость потока 200 кбит/с.

- Длительность трека: 53 минуты.
- Диапазон скорости движения: 50 – 110 км/ч.

Результаты. Данный трек записан в обратном направлении относительно предыдущего. Из приведенного графика видно, что падение мощности сигнала наблюдалось на том же участке. На остальной части трека воспринимаемое качество приема видео и звука соответствует идеальному ($BER = 0$, рис. 9).

3. Трек ул. Боевая – ул. Бигичева (маршрут 30-го автобуса)

- Модуляция 16-QAM, $R = 1/2$, скорость потока 400 кбит/с.

- Длительность трека: 51 минута.
- Диапазон скорости движения: 30 – 60 км/ч с остановками на светофорах и пешеходных переходах.

Результаты. Трек проходит через центральную часть города. На всем протяжении трека $BER = 0$ (за исключением одной точки в конце). Воспринимаемое качество приема видео и звука соответствует идеальному на всем протяжении трека (рис. 10).

4. Трек ул. Гареева – ул. Александра Пархоменко (маршрут 22-го автобуса)

- Модуляция 16-QAM, $R = 1/2$, скорость потока 400 кбит/с.

- Длительность трека: 46 минут.
- Диапазон скорости движения: 30 – 60 км/ч с остановками на светофорах и пешеходных переходах.

Результаты. Трек проходит через центральную часть города. На всем протяжении трека $BER = 0$. Воспринимаемое качество приема видео и звука соответствует идеальному на всем протяжении трека (рис. 11).

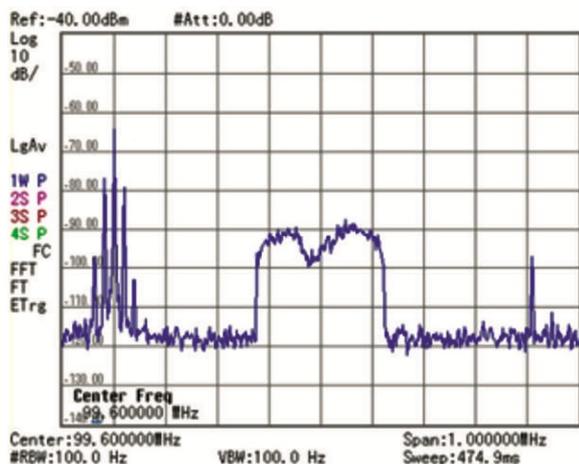




Рис. 7. Автомашина с установленными антеннами, приемник внутри автомашины

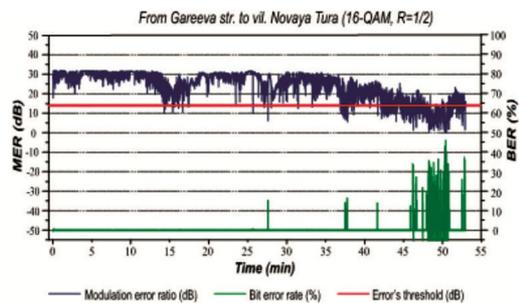
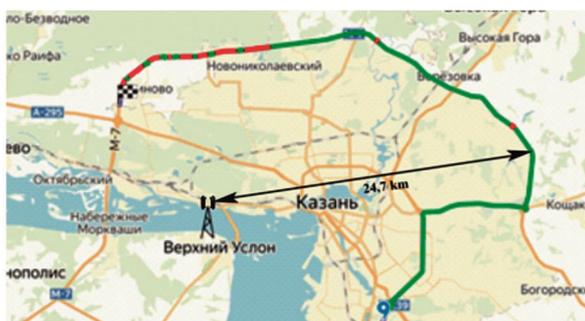


Рис. 8. Трек ул. Гареева – с. Новая Тура, результаты измерений

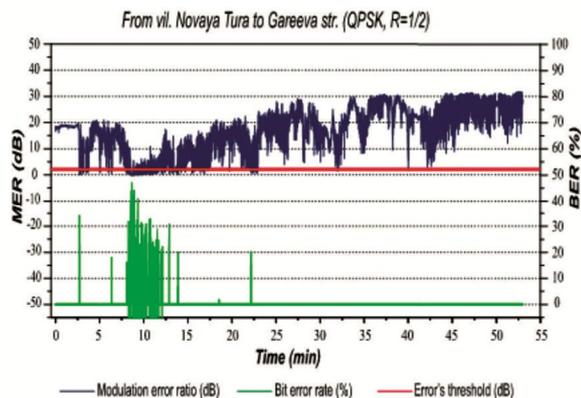
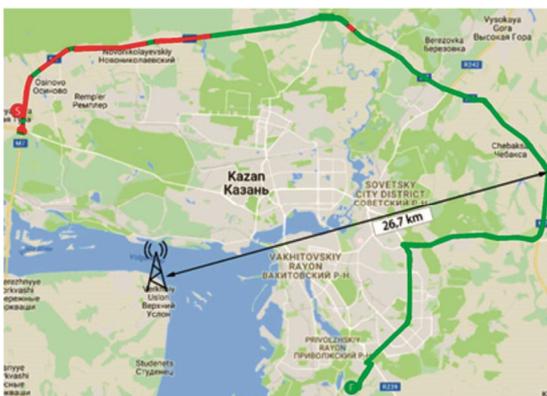


Рис. 9. Трек с. Новая Тура – ул. Гареева, результаты измерений

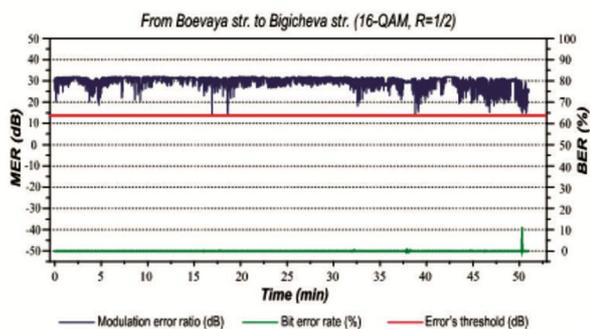
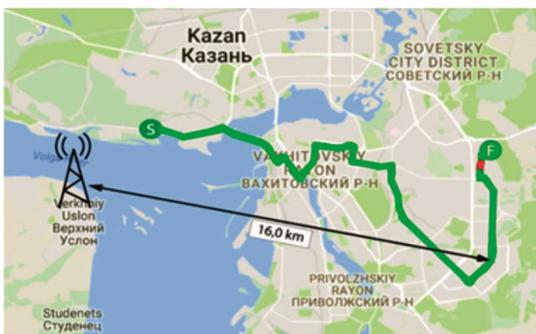


Рис. 10. Трек ул. Боевая – ул. Бигичева, результаты измерений

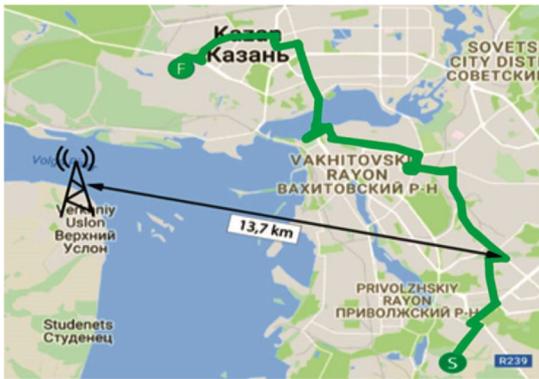
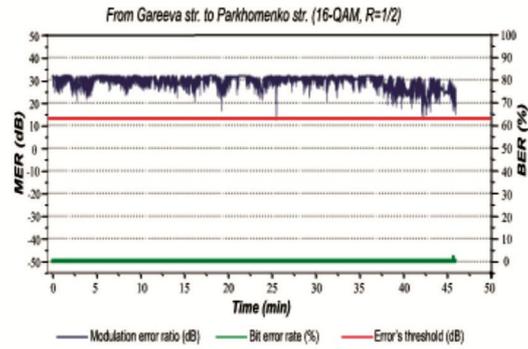


Рис. 11. Трек ул. Гареева – ул. Александра Пархоменко, результаты измерений



5. Трек ул. Саид-Галеева – ул. Бурхана Шахиди (круговой)

Данный трек использовался для проверки всех режимов модуляции системы РАВИС (рис. 12). Ниже приведены соответствующие результаты (кроме режима $R = 2/3$, рис. 13-17).

Для всех режимов наблюдался безошибочный прием ($BER = 0$) с идеальным воспринимаемым качеством видео и звука. Длительность трека составила 12 минут 30 секунд. Диапазон скорости движения: 30 – 50 км/ч с остановками на светофорах и пешеходных переходах.



Рис. 12. Трек ул. Саид-Галеева – ул. Бурхана Шахиди

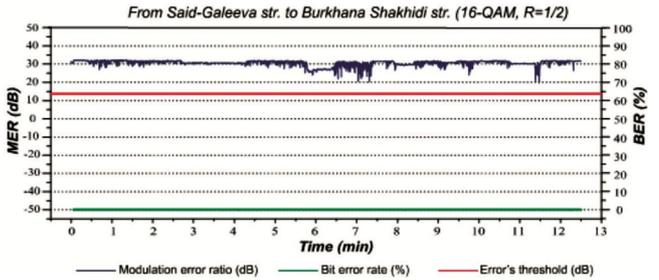


Рис. 15. Результаты измерений 16-QAM, $R = 1/2$, скорость потока 400 кбит/с

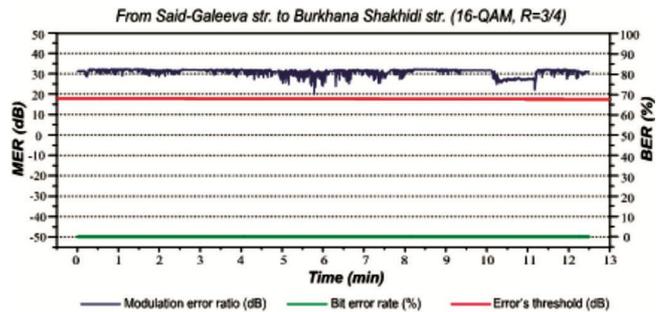


Рис. 16. Результаты измерений 16-QAM, $R = 3/4$, скорость потока 600 кбит/с

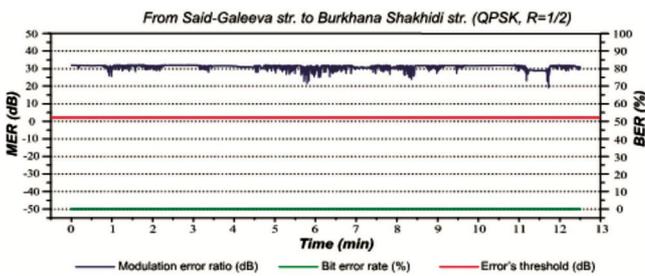


Рис. 13. Результаты измерений QPSK, $R = 1/2$, скорость потока 200 кбит/с

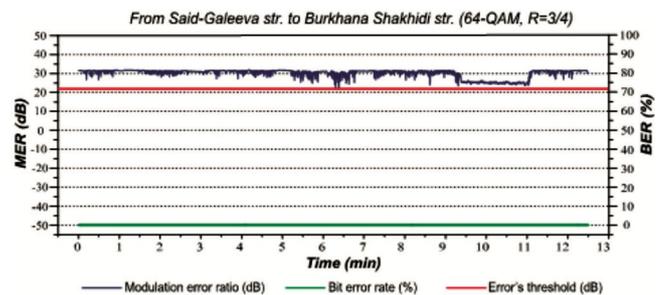


Рис. 17. Результаты измерений 64-QAM, $R = 3/4$, скорость потока 900 кбит/с

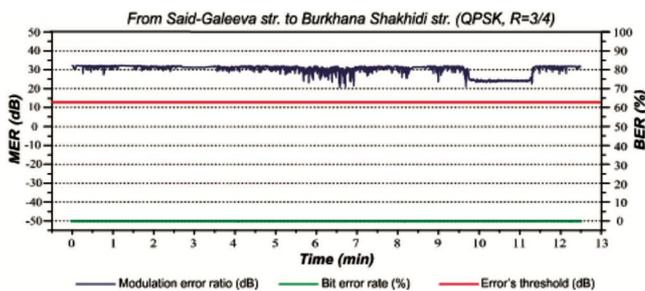
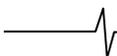


Рис. 14. Результаты измерений QPSK, $R = 3/4$, скорость потока 300 кбит/с

Заключение

В ходе испытаний технологии РАВИС успешно продемонстрирована возможность передачи по каналу вещания на одной частоте нескольких звуковых стереофонических или многоканальных (5.1) программ, или видеоконтента с демонстрацией как на экране приемника, так и на экране смартфона или планшета. В Казани была обеспечена прямая трансляция в эфире пяти республиканских радиостанций в цифровом формате.



Таким образом, на одной частоте со стандартной шириной полосы вместо одной звуковой программы можно обеспечить трансляцию 10-15 цифровых стереофонических радиопрограмм высокого качества или организовать один канал видеовещания.

Технология цифровой передачи аудиовизуальной информации РАВИС позволяет задействовать часть частот под передачу телевизионных сигналов для приема как в стационарном, так и в мобильном режимах.

РАВИС обеспечивает передачу высококачественного многоканального звука в формате 5.1 и функционирование всех сервисов без использования Интернета.

Практическое применение технологии РАВИС в качестве цифровой системы вещания в Республике Татарстан предоставит потенциальным потребителям инновационные сервисы РАВИС, не реализованные до сих пор нигде ни в России и в СНГ другими существующими системами:

- передачу локальной видеопрограммы по бесплатному радиоканалу без использования Интернета со стереозвуковым сопровождением (возможно, на нескольких языках) как для стационарного, так и для мобильного приема;

- передачу национальных радиопрограмм;

- передачу части радиопрограмм в высококачественном многоканальном формате 5.1 (например, классической музыки);

- обеспечение возможности передачи экстренных сообщений в аудио/видео и буквенно-цифровом формате;

- за счет наличия в цифровом приемнике РАВИС Wi-Fi модуля система дает пользователю возможность расширить функционал типового смартфона или планшета и дает ему возможность приема эфирного телерадиовещания;

- пользование всеми новыми сервисами РАВИС бесплатно для потребителя.

Кроме того, технология РАВИС с функцией оповещения населения создает возможность ее практического применения в структурах и на объектах МЧС России.

Система обеспечивает устойчивый беспроводной прием экстренных речевых сообщений ГО и ЧС на специальные приемные устройства (цифровые приемники РАВИС), размещаемые в домохозяйствах, квартирах, коттеджах и на различных промышленных объектах без использования Интернета. Приемники РАВИС с функцией оповещения снабжены независимым энергопитанием в дополнение к питанию от сети. Также обеспечивается адресность оповещения.

Успешно проведенные полевые испытания опытного вещания РАВИС в Республике Татарстан и Удмуртской Республике продемонстрировали необходимость ее практического применения не только на территориях этих субъектов РФ, но и в России в целом.

Создание инновационной продукции подобного рода является ключевым фактором, определяющим конку-

рентоспособность национальной экономики и эффективность национальной стратегии безопасности.

Литература

1. Дворкович А.В., Дворкович В.П., Зубарев Ю.Б., Соколов А.Ю., Чернов Ю.А. Способ трансляции информационного телевидения // Патент РФ № 2219676, 20.12.2003, приоритет от 08.11.2000.

2. Дворкович А.В., Дворкович В.П., Иртюга В.А. Способ мобильного узкополосного цифрового мультимедийного радиовещания // Патент РФ № 2441321, 27.01.2012, приоритет от 26.07.2010.

3. Дворкович А.В., Дворкович В.П., Иртюга В.А., Ле Ван Ки. Способ трансляции информационного узкополосного цифрового мультимедийного радиовещания // Патент РФ № 2645155, 16.02.2018, приоритет от 03.03.2017.

4. ГОСТ Р 54309-2011. Аудиовизуальная информационная система реального времени (РАВИС). Процессы формирования кадровой структуры, канального кодирования и модуляции для системы цифрового наземного узкополосного радиовещания в ОВЧ-диапазоне. Технические условия.

5. ГОСТ Р 55686-2013. Аудиовизуальная информационная система реального времени (РАВИС). Цифровой модулятор. Основные параметры и технические требования.

6. ГОСТ Р 55687-2013. Аудиовизуальная информационная система реального времени (РАВИС). Контрольный радиоприемник. Общие технические требования.

7. ГОСТ Р 55688-2013. Аудиовизуальная информационная система реального времени (РАВИС). Формирователь контента. Структура и протоколы передачи данных.

8. ГОСТ Р 55689-2013. Аудиовизуальная информационная система реального времени (РАВИС). Нормы и методы метрологического обеспечения.

9. Отчет МСЭ-Р ВТ.2049-7 «Вещание приложений мультимедиа и данных для мобильного приема», 02/2016.

10. Отчет МСЭ-Р BS.2214-2 «Параметры планирования для систем наземного цифрового звукового вещания в полосах ОВЧ», 10/2016.

11. Отчет МСЭ-Р ВТ. 2295-2 «Системы цифрового наземного вещания», 10/2017.

12. Справочник МСЭ-Р по внедрению сетей и систем цифрового наземного телевизионного вещания, 2016.

13. Рабочий документ к предварительному проекту пересмотра Отчета МСЭ-Р BS.2384 «Вопросы внедрения и перехода к цифровому наземному звуковому и мультимедийному вещанию», Док. МСЭ-Р 6А/TEMP/134-E (20/04/2018).

14. Указ Президента РФ № 204 от 07.05.2018 «О национальных целях и стратегических задачах развития Российской Федерации на период до 2024 года».

УДК 621.391:621.396

ТОЧНОСТЬ ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ

Попов Д.И., д.т.н., профессор кафедры радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: adop@mail.ru.

THE ACCURACY OF CLUTTER PARAMETERS ESTIMATION

Popov D.I.

The analysis of the estimation accuracy the parameters of the clutter correlation matrix are carried out. On the basis of the introduced likelihood function and the Cramer-Rao expression, formulas are obtained for the estimates variance of the coefficients of interperiod correlation and Doppler shift of the phase of the clutter, taking into account the volume of the training sample and the spectral parameters of the clutter. It is shown that the use of interchannel and interperiod averaging leads to an increase in the accuracy of the estimation. The results of calculations and statistical modeling, which confirm the asymptotic efficiency of the estimates obtained, are presented.

Key words: variance estimation, Doppler phase shifts, correlation matrix, correlation coefficients, training sample, clutter, estimation accuracy.

Ключевые слова: дисперсия оценки, доплеровские сдвиги фазы, корреляционная матрица, коэффициенты корреляции, обучающая выборка, пассивная помеха, точность оценивания.

Введение

В радиолокации одной из актуальных неизменно остается проблема обнаружения сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех [1-4]. Наличие сильной корреляционной связи в помехе, простирающейся, по крайней мере, на несколько периодов повторения зондирующего сигнала, позволяет использовать различие скоростей движения цели и источника пассивной помехи. Однако реализация эффективной селекции движущихся целей существенно затрудняется из-за отсутствия априорных сведений о параметрах пассивных (коррелированных) помех [5-6].

Преодоление априорной неопределенности параметров помехи достигается построением адаптивных алгоритмов и систем обработки [7, 8], в частности, алгоритмов адаптивного режектирования с комплексными весовыми коэффициентами и соответствующих адаптивных режекторных фильтров (АРФ) [9]. Реализация данных АРФ в цифровом виде требует высокого быстродействия выполнения арифметических операций. Избежать указанных трудностей можно путем предварительной компенсации доплеровского сдвига фазы помехи. В работе [10] синтезированы алгоритмы оценивания и предложены принципы построения и структурные схемы автокомпенсаторов доплеровской фазы пассивных помех с прямой и обратной связью. Особенности адаптации к корреляционным свойствам помехи на выходе автокомпенсатора и последующего ее режектирования рассмотрены в работе [11]. Определенное упрощение процедуры адаптации достигается в АРФ каскадного типа [12]. Другим вариантом упрощения про-

Проведен анализ точности оценивания параметров корреляционной матрицы пассивных помех. На основе введенной функции правдоподобия и выражения Крамера–Рао получены формулы для дисперсии оценок коэффициентов межпериодной корреляции и доплеровского сдвига фазы помехи, учитывающие объем обучающей выборки и спектральные параметры помехи. Показано, что использование межканального и межпериодного усреднения приводит к повышению точности оценивания. Приведены результаты расчетов и статистического моделирования, подтверждающие асимптотическую эффективность получаемых оценок.

цедуры адаптации является переход от комплексных весовых коэффициентов к действительным, что ограничивает область целесообразного применения соответствующих АРФ [13].

Основой алгоритмов адаптивной обработки сигналов на фоне помех является использование оценок максимального правдоподобия (ОМП) параметров корреляционной матрицы помехи. Статистический синтез цифровых алгоритмов оценивания ОМП соответствующих параметров матрицы помехи проведен в работе [14]. Представляет интерес оценить точность оценивания параметров корреляционной матрицы помехи – коэффициентов межпериодной корреляции и доплеровского сдвига фазы помехи.

Статистическое описание помех

Полагаем, что в каждом из M частотных каналов когерентно-импульсного многочастотного радиолокатора поступает последовательность N отсчетов комплексных огибающих исходных данных $U_j^{(l)} = x_j^{(l)} + iy_j^{(l)}$ ($j = \overline{1, N}$, $l = \overline{1, M}$), следующих через период повторения T и образующих в p -м элементе разрешения по дальности l -го частотного канала вектор-столбец $U_{lp} = \{U_{jp}^{(l)}\}^T$. Пассивная помеха, создаваемая отраже-

ниями от протяженных объектов, располагается во временном стробе и образует в пределах $n+1$ смежных элементов разрешения по дальности l -го частотного канала обучающую выборку в виде совокупности $\mathbf{U}_l = \{\mathbf{U}_{lp}\} = \{\mathbf{U}_{l1}, \dots, \mathbf{U}_{l, n+1}\}$, кроме соответствующего среднему элементу разрешения в этом стробе вектора \mathbf{U}_{lp} ($p = n/2 + 1$), исключенного из обучающей выборки [14]. Статистические характеристики гауссовской помехи в пределах временного строба являются однородными и в каждом элементе разрешения данного строба l -го частотного канала описываются корреляционной матрицей $\mathbf{R}_{lp} = \overline{\mathbf{U}_{lp} \mathbf{U}_{lp}^{*T}} / 2 = \mathbf{R}_l$. Зависимость входных данных M частотных каналов в виде совокупности $\{\mathbf{U}_l\} = \{\mathbf{U}_1, \dots, \mathbf{U}_M\}$ от совокупности матриц $\{\mathbf{R}_l\} = \{\mathbf{R}_1, \dots, \mathbf{R}_M\}$ описывается функцией правдоподобия (ФП) $P(\{\mathbf{U}_l\} / \{\mathbf{R}_l\}) = \prod_{l=1}^M P(\mathbf{U}_l / \mathbf{R}_l)$.

Для l -го частотного канала ФП имеет вид

$$P(\mathbf{U}_l / \mathbf{R}_l) = (2\pi)^{-Nn} \det^{-n} \mathbf{R}_l \exp \left(-\frac{1}{2} \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq n/2+1}}^{n+1} \mathbf{U}_{lp}^{*T} \mathbf{W}_l \mathbf{U}_{lp} \right), \quad (1)$$

где \mathbf{W}_l – матрица, обратная \mathbf{R}_l , элементы которой при симметричном спектре помехи $R_{jk}^{(l)} = \sigma_n^2 \rho_{jk}^{(l)} e^{i(j-k)\varphi_l} + \sigma_w^2 \delta_{jk}$; σ_n^2 , σ_w^2 – дисперсии пассивной помехи и собственного шума, принимаемые одинаковыми для всех частотных каналов; $\rho_{jk}^{(l)}$, φ_l – коэффициенты межпериодной корреляции помехи и доплеровский сдвиг фазы помехи за период повторения T в l -м частотном канале, при этом $\varphi_l = r_l \varphi_1$, $r_l = f_l / f_1 < 1$ – отношение несущих частот l -го и 1-го каналов; δ_{jk} – символ Кронекера.

С учетом асимптотической эффективности и асимптотической нормальности распределения полученных в работе [14] ОМП неизвестных параметров помехи точность оценивания будем характеризовать дисперсией оценки, определяемой с помощью выражения Крамера–Рао [15], указывающего нижнюю границу дисперсии оценки.

Точность оценивания коэффициентов корреляции

Для дисперсии ОМП соответствующих первой строке матрицы \mathbf{R}_l коэффициентов межпериодной корреляции $\hat{\rho}_{1k}^{(l)}$ ($k = 2, N$) в l -м частотном канале в соответствии с выражением Крамера–Рао имеем

$$\sigma_{\hat{\rho}_{1k}^{(l)}}^2 = - \left[\partial^2 \ln P(\mathbf{U}_l / \rho_{1k}^{(l)}) / \partial (\rho_{1k}^{(l)})^2 \right]^{-1}. \quad (2)$$

Коэффициенты корреляции $\rho_{1k}^{(l)}$ в каждом частотном канале измеряются отдельно. Для измерения каждого коэффициента корреляции $\rho_{1k}^{(l)}$ необходимы данные двух соответствующих периодов повторения, образующие совокупность векторов $\mathbf{U}_{lp} = \{U_{jp}^{(l)}, U_{j+k-1,p}^{(l)}\}^T$, $p = \overline{1, n+1}$ ($p \neq n/2 + 1$). Используя ФП (1) для j -го и $(j+k-1)$ -го периодов, после логарифмирования и последующего двойного дифференцирования получим

$$\frac{\partial^2 \ln P(\cdot)}{\partial (\rho_{1k}^{(l)})^2} = -n \frac{\partial^2 \ln \det \mathbf{R}_l}{\partial (\rho_{1k}^{(l)})^2} - \frac{1}{2} \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq n/2+1}}^{n+1} \mathbf{U}_{lp}^{*T} \frac{\partial^2 \mathbf{W}_l}{\partial (\rho_{1k}^{(l)})^2} \mathbf{U}_{lp}, \quad (3)$$

где $\det \mathbf{R}_l = (\sigma_n^2 + \sigma_w^2)^2 - \sigma_n^4 (\rho_{1k}^{(l)})^2$, элементы обратной корреляционной матрицы \mathbf{W}_l , соответствующей векторам $\mathbf{U}_{lp} = \{U_{jp}^{(l)}, U_{j+k-1,p}^{(l)}\}^T$, имеют вид

$$W_{jj}^{(l)} = W_{j+k-1, j+k-1}^{(l)} = (\sigma_n^2 + \sigma_w^2) / \det \mathbf{R}_l,$$

$$W_{j, j+k-1}^{(l)} = -\sigma_n^2 \rho_{1k}^{(l)} e^{-i(k-1)\varphi_l} / \det \mathbf{R}_l,$$

$$W_{j+k-1, j}^{(l)} = -\sigma_n^2 \rho_{1k}^{(l)} e^{i(k-1)\varphi_l} / \det \mathbf{R}_l.$$

Путем дальнейших преобразований выражения (3) находим

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 \ln P(\cdot)}{\partial (\rho_{1k}^{(l)})^2} &= \frac{2n\sigma_n^4 [\det \mathbf{R}_l + 2\sigma_n^4 (\rho_{1k}^{(l)})^2]}{\det^2 \mathbf{R}_l} - \\ &- \frac{1}{2} \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq n/2+1}}^{n+1} \left(\frac{\partial^2 W_{jj}^{(l)}}{\partial (\rho_{1k}^{(l)})^2} U_{jp}^{(l)*} U_{jp}^{(l)} + \right. \\ &+ \frac{\partial^2 W_{j, j+k-1}^{(l)}}{\partial (\rho_{1k}^{(l)})^2} U_{jp}^{(l)*} U_{j+k-1, p}^{(l)} + \\ &+ \frac{\partial^2 W_{j+k-1, j}^{(l)}}{\partial (\rho_{1k}^{(l)})^2} U_{jp}^{(l)} U_{j+k-1, p}^{(l)*} + \\ &\left. + \frac{\partial^2 W_{j+k-1, j+k-1}^{(l)}}{\partial (\rho_{1k}^{(l)})^2} U_{j+k-1, p}^{(l)*} U_{j+k-1, p}^{(l)} \right). \end{aligned}$$

В результате статистического усреднения с учетом того, что

$$\overline{U_{jp}^{(l)*} U_{jp}^{(l)}} = \overline{U_{j+k-1, p}^{(l)*} U_{j+k-1, p}^{(l)}} = 2(\sigma_n^2 + \sigma_w^2),$$

$$\overline{U_{jp}^{(l)*} U_{j+k-1, p}^{(l)}} = 2\sigma_n^2 \rho_{1k}^{(l)} e^{i(k-1)\varphi_l}$$

$$\text{и } \overline{U_{jp}^{(l)} U_{j+k-1, p}^{(l)*}} = 2\sigma_n^2 \rho_{1k}^{(l)} e^{-i(k-1)\varphi_l},$$

и последующих алгебраических преобразований получаем

$$\frac{\partial^2 \ln P(\cdot)}{\partial (\rho_{1k}^{(l)})^2} = \frac{2n\sigma_n^4 [\det \mathbf{R}_l + 2\sigma_n^4 (\rho_{1k}^{(l)})^2]}{\det^2 \mathbf{R}_l} -$$

$$\frac{4n\sigma_n^4[\det \mathbf{R}_l + 2\sigma_n^4(\rho_{1k}^{(l)})^2]}{\det^2 \mathbf{R}_l} = \frac{2n\sigma_n^4[\det \mathbf{R}_l + 2\sigma_n^4(\rho_{1k}^{(l)})^2]}{\det^2 \mathbf{R}_l}$$

В соответствии с выражением (2) окончательно имеем

$$\sigma_{\hat{\rho}_{1k}^{(l)}}^2 = \frac{\det^2 \mathbf{R}_l}{2n\sigma_n^4[\det \mathbf{R}_l + 2\sigma_n^4(\rho_{1k}^{(l)})^2]} = \frac{[(1+\lambda)^2 - (\rho_{1k}^{(l)})^2]^2}{2n[(1+\lambda)^2 + (\rho_{1k}^{(l)})^2]}, \quad (4)$$

где $\lambda = \sigma_{\text{ш}}^2 / \sigma_{\text{п}}^2$ – отношение шум/помеха.

Вычислим дисперсию ОМП $\hat{\rho}_{12}^{(l)} = \hat{\rho}_l$ при произвольном N для помехи в виде простой марковской последовательности, соответствующей экспоненциальной функции корреляции: $\rho_{jk}^{(l)} = \rho_l^{|j-k|}$. При условии пренебрежения собственным шумом ввиду его малости обратная матрица \mathbf{W}_l является ленточно-диагональной, приводя к межпериодному усреднению в алгоритме оценивания [14]. Элементы матрицы \mathbf{W}_l при этом имеют вид

$$\begin{aligned} W_{11}^{(l)} &= W_{NN}^{(l)} = 1/\sigma_n^2(1-\rho_l^2); \\ W_{jj}^{(l)} &= (1+\rho_l^2)/\sigma_n^2(1-\rho_l^2), \quad j = \overline{2, N-1}; \\ W_{j,j+1}^{(l)} &= -\rho_l e^{-i\varphi_l} / \sigma_n^2(1-\rho_l^2), \\ W_{j+1,j}^{(l)} &= -\rho_l e^{i\varphi_l} / \sigma_n^2(1-\rho_l^2), \quad j = \overline{2, N}. \end{aligned}$$

В результате аналогичных предыдущим вычислений с учетом того, что

$$\begin{aligned} U_{jp}^{(l)*} U_{jp}^{(l)} &= U_{j+1,p}^{(l)*} U_{j+1,p}^{(l)} = 2\sigma_n^2, \\ U_{jp}^{(l)*} U_{j+1,p}^{(l)} &= 2\sigma_n^2 \rho_l e^{i\varphi_l} \quad \text{и} \quad U_{jp}^{(l)} U_{j+1,p}^{(l)*} = 2\sigma_n^2 \rho_l e^{-i\varphi_l}, \end{aligned}$$

найдем

$$\frac{\partial^2 \ln P(\cdot)}{\partial \rho_l^2} = -\frac{2n(N-1)(1+\rho_l^2)}{(1-\rho_l^2)^2}.$$

Учитывая выражение (2) окончательно получаем

$$\sigma_{\hat{\rho}_l}^2 = \frac{(1-\rho_l^2)^2}{2n(N-1)(1+\rho_l^2)^2}.$$

Как видим, межпериодное усреднение при $N > 2$ и экспоненциальной функции корреляции помехи уменьшает дисперсию оценки в $N-1$ раз.

Основными факторами, определяющими точность оценивания, являются объем обучающей выборки n и спектральные параметры помехи, влияние которых рассмотрим для одного частотного канала при гауссовской функции корреляции помехи: $\rho_{1k}^{(l)} = \rho_{1k} = \rho^{(k-1)^2} = \exp\{-\pi^2[(k-1)\beta]^2/2,8\}$, где $\beta = \Delta f T$ – нормированная ширина спектра помехи. На рис. 1 приведены кривые, характеризующие зависимости среднеквад-

ративной величины $\sigma_{\hat{\rho}}$ от числа усредняемых элементов обучающей выборки n при $N=2$ и $\lambda \leq 10^{-4}$. Сплошные кривые соответствуют расчетам по формуле (4) при $\rho_{1k}^{(l)} = \rho_{1k}^{(l)} = \rho$, а штриховые кривые – эмпирическим результатам, полученным путем имитационного статистического моделирования на ПЭВМ соответствующего алгоритма работы [14] при $k=2$. Достаточно близкое совпадение результатов моделирования и расчетов при $n > 8$ подтверждает асимптотическую эффективность получаемых оценок. Из кривых видно, что параметр β существенно влияет на точность оценивания. Увеличение уровня некоррелированного шума приводит к заметному снижению точности при сравнительно высоком отношении λ . При $\lambda = 10^{-2}$ и $\beta = 0,1$ среднеквадратичная ошибка оценивания $\sigma_{\hat{\rho}}$ возрастает 1,29 раза, а при $\beta = 0,2$ – в 1,07 раза. Моделирование алгоритмов оценивания с межпериодным усреднением, рассмотренным в работе [14], показало, что такое усреднение при гауссовской функции корреляции по сравнению с кривыми рис. 1 позволяет повысить точность оценивания примерно в $\sqrt{N-1}/2$ раза.

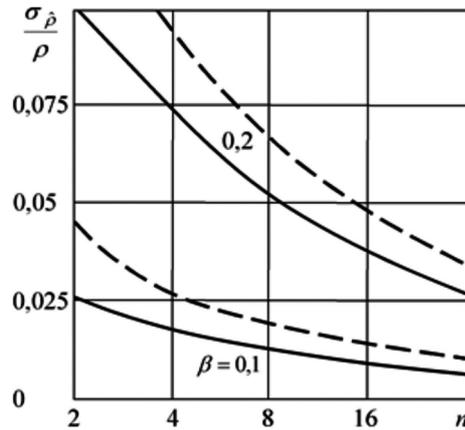


Рис. 1. Зависимости среднеквадратичной ошибки оценивания коэффициента корреляции помехи от объема обучающей выборки

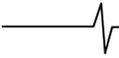
Точность оценивания доплеровской фазы

В работе [14] предложено определять усредненную по частотным каналам оценку $\hat{\varphi}_{l0}$ доплеровской фазы. Для дисперсии усредненной оценки в соответствии с выражением Крамера–Рао имеем

$$\begin{aligned} \sigma_{\hat{\varphi}_{l0}}^2 &= -\left[\frac{\partial^2 \ln P(\{\mathbf{U}_k\} / \varphi_k)}{\partial \varphi_l^2}\right]^{-1} = \\ &= -\left[\sum_{k=1}^M \frac{\partial^2 \ln P(\mathbf{U}_k / \varphi_k)}{\partial \varphi_l^2}\right]^{-1}, \quad k, l = \overline{1, M}. \end{aligned}$$

ФП для k -го частотного канала записывается в виде

$$P(\mathbf{U}_k / \varphi_k) = C_k \exp\left(-\frac{1}{2} \sum_{\substack{l=1 \\ p \neq n/2+1}}^{n+1} \mathbf{U}_{kp}^{*T} \mathbf{W}_k \mathbf{U}_{kp}\right), \quad (5)$$



где $\mathbf{U}_k = \{\mathbf{U}_{kp}\} = \{\mathbf{U}_{k1}, \dots, \mathbf{U}_{k,n+1}\}$, $\varphi_k = r_k \varphi_l / r_l$, C_k – не зависящая от \mathbf{U}_k и φ_k константа, $\mathbf{U}_{kp} = \{U_{jp}^{(k)}, U_{j+1,p}^{(k)}\}^T$, элементы соответствующей векторам \mathbf{U}_{kp} матрицы \mathbf{W}_k , имеют вид

$$W_{jj}^{(k)} = W_{j+1,j+1}^{(k)} = (\sigma_n^2 + \sigma_m^2) / \det \mathbf{R}_k,$$

$$W_{j,j+1}^{(k)} = -\sigma_n^2 \rho_{12}^{(k)} e^{-i\varphi_k} / \det \mathbf{R}_k,$$

$$W_{j+1,j}^{(k)} = -\sigma_n^2 \rho_{12}^{(k)} e^{i\varphi_k} / \det \mathbf{R}_k.$$

Выполняя логарифмирование ФП (5) и последующее двойное дифференцирование, находим

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 \ln P(\cdot)}{\partial \varphi_l^2} &= -\frac{1}{2} \sum_{p=1}^{n+1} \mathbf{U}_{kp}^{*T} \frac{\partial^2 \mathbf{W}_k}{\partial \varphi_l^2} \mathbf{U}_{kp} = \\ &= -\frac{1}{2} \sum_{p=1}^{n+1} \left(\frac{\partial^2 W_{j,j+1}^{(k)}}{\partial \varphi_l^2} U_{jp}^{(k)*} U_{j+1,p}^{(k)} + \right. \\ &\quad \left. + \frac{\partial^2 W_{j+1,j}^{(k)}}{\partial \varphi_l^2} U_{jp}^{(k)} U_{j+1,p}^{(k)*} \right). \end{aligned} \quad (6)$$

Дифференцируя в выражении (6) элементы матрицы \mathbf{W}_k , в результате последующего статистического усреднения с учетом того, что

$$\overline{U_{jp}^{(k)*} U_{j+1,p}^{(k)}} = 2\sigma_n^2 \rho_{12}^{(k)} e^{i\varphi_k},$$

$$\overline{U_{jp}^{(k)} U_{j+1,p}^{(k)*}} = 2\sigma_n^2 \rho_{12}^{(k)} e^{-i\varphi_k}$$

и $\varphi_k = r_k \varphi_l / r_l$, получаем

$$\frac{\partial^2 \ln P(\cdot)}{\partial \varphi_l^2} = -\frac{2nr_k^2 \sigma_n^4 (\rho_{12}^{(k)})^2}{r_l^2 \det \mathbf{R}_k}.$$

Окончательное выражение для дисперсии усредненной по частотным каналам оценки $\hat{\varphi}_{l0}$ принимает вид

$$\begin{aligned} \sigma_{\hat{\varphi}_{l0}}^2 &= \left(\sum_{k=1}^M \frac{2nr_k^2 \sigma_n^4 (\rho_{12}^{(k)})^2}{r_l^2 \det \mathbf{R}_k} \right)^{-1} = \\ &= \left(\sum_{k=1}^M \frac{2nr_k^2 (\rho_{12}^{(k)})^2}{r_l^2 [(1+\lambda)^2 - (\rho_{12}^{(k)})^2]} \right)^{-1}. \end{aligned} \quad (7)$$

Очевидно, что дисперсия ОМП $\hat{\varphi}_l$ для одного частотного канала

$$\sigma_{\hat{\varphi}_l}^2 = \frac{\det \mathbf{R}_l}{2n\sigma_n^4 (\rho_{12}^{(l)})^2} = \frac{(1+\lambda)^2 - (\rho_{12}^{(l)})^2}{2n(\rho_{12}^{(l)})^2}. \quad (8)$$

Из сравнения выражений (7) и (8) следует, что межканальное усреднение существенно повышает точность оценивания доплеровского сдвига фазы помехи. При этом выигрыш в точности для различных каналов оказывается неодинаковым, что связано с весовыми коэффициентами r_k^2 / r_l^2 в соотношении (7), зависящими от

величины r_l для рассматриваемого частотного канала. Наибольший выигрыш (более чем в M раз) оказывается в частотном канале с наименьшим значением r_l , а наименьший (менее чем в M раз) – в канале с наибольшим значением. Кроме того, из выражений (7) и (8) следует, что точность оценивания зависит от объема обучающей выборки, определяемым числом усредняемых отсчетов n в каждом частотном канале.

На рис. 2 приведены зависимости среднеквадратичной ошибки $\sigma_{\hat{\varphi}}$ от объема обучающей выборки n при гауссовской функции корреляции помехи $\rho_{12}^{(l)} = \exp[-(\pi\beta_l)^2 / 2,8]$, $M = 3$, $r_l = 1 - 0,05(l-1)$, $\lambda \leq 10^{-4}$ и нормированной ширине спектра помехи для первого частотного канала $\beta_1 = \Delta f_1 T = 0,15$, причем $\beta_l = r_l \beta_1$. Сплошные кривые для 1-го и 3-го частотных каналов получены из выражения (7), учитывающем межканальное усреднение оценок ($\sigma_{\hat{\varphi}} = \sigma_{\hat{\varphi}_{l0}}$). Штриховая кривая получена для первого частотного канала ($l = 1$) из выражения (8), соответствующего отсутствию межканального усреднения оценок ($\sigma_{\hat{\varphi}} = \sigma_{\hat{\varphi}_l}$). Кривые на рис. 2 подтверждают, что межканальное усреднение оценок существенно повышает точность оценивания доплеровских сдвигов фазы помехи.

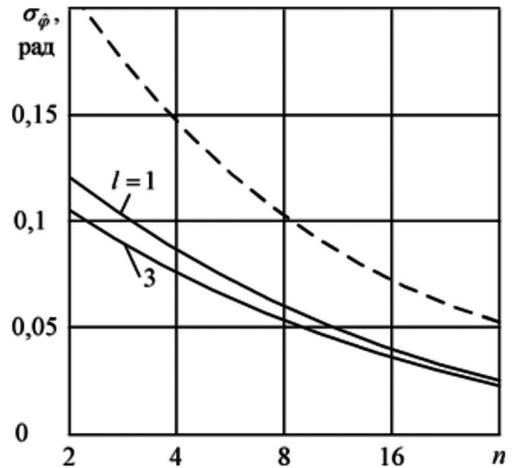


Рис. 2. Зависимости среднеквадратичной ошибки оценивания доплеровской фазы помехи от объема обучающей выборки

Вычисления дисперсии ОМП $\hat{\varphi}_l$ для помехи в виде простой марковской последовательности, $\lambda = 0$ и произвольного N приводят к формуле

$$\sigma_{\hat{\varphi}_l}^2 = \frac{1 - (\rho_{12}^{(l)})^2}{2n(N-1)(\rho_{12}^{(l)})^2},$$

из которой следует, что межпериодное усреднение при $N > 2$ уменьшает дисперсию оценки в $N-1$ раз.

Точность оценивания доплеровской фазы помехи также зависит от спектральных параметров помехи, влияние которых рассмотрим для одного частотного канала при гауссовской функции корреляции помехи. На рис. 3 при-

ведены кривые, характеризующие зависимости среднеквадратичной величины σ_{ϕ} для различных значений нормированной ширины спектра помехи $\beta = \Delta f T$ при $\lambda \leq 10^{-4}$. Сплошные кривые соответствуют расчетам по формуле (8), а штриховые кривые – эмпирическим результатам, полученным путем имитационного статистического моделирования на ПЭВМ соответствующих алгоритмов оценивания работы [14]. Достаточно близкое совпадение результатов моделирования и расчетов при $n > 8$ подтверждает асимптотическую эффективность получаемых оценок. Из кривых видно, что параметр β существенно влияет на точность оценивания. Увеличение уровня некоррелированного шума приводит к заметному снижению точности при сравнительно высоком отношении λ . При $\lambda = 10^{-2}$ и $\beta = 0,1$ среднеквадратичная ошибка оценивания σ_{ϕ} возрастает в 1,14 раза, а при $\beta = 0,2$ – в 1,04 раза. Моделирование алгоритмов оценивания с межпериодным усреднением показало, что такое усреднение при гауссовской функции корреляции по сравнению с кривыми на рис. 3 позволяет повысить точность оценивания примерно в $\sqrt{N-1}/2$ раза.

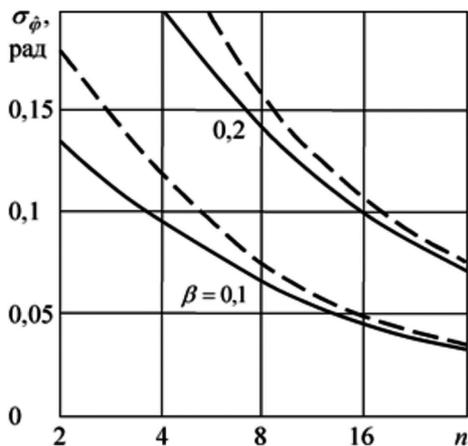


Рис. 3. Зависимости среднеквадратичной ошибки оценивания доплеровской фазы для различных параметров помехи

Заключение

Таким образом, в результате проведенного анализа получены соотношения, характеризующие точность оценивания коэффициентов межпериодной корреляции и доплеровского сдвига фазы пассивной помехи. Основными факторами, определяющими точность оценивания, являются объем обучающей выборки и спектральные параметры помехи. Использование межканального и межпериодного усреднения приводит к соот-

ветствующему повышению точности оценивания. Проведенное имитационное статистическое моделирование алгоритмов оценивания подтвердило асимптотическую эффективность получаемых оценок, точность которых приближается к предельной при сравнительно небольшом объеме обучающей выборки.

Литература

1. Skolnik M.I. Introduction to Radar System, 3rd ed., New York: McGraw-Hill, 2001. – 862 p.
2. Richards M.A., Scheer J.A., Holm W.A. (Eds.). Principles of Modern Radar: Basic Principles. New York: SciTech Publishing, IET, Edison. 2010. – 924 p.
3. Попов Д.И. Статистическая теория радиотехнических систем: учеб. пособие. Рязань: РГПУ. 2011. – 80 с.
4. Melvin W.L., Scheer J.A. (Eds.). Principles of Modern Radar: Advanced Techniques. New York: SciTech Publishing, IET, Edison, 2013. – 846 p.
5. Справочник по радиолокации: в 2 кн. Кн. 1 / под ред. М.И. Сколника; пер. с англ. под ред. В.С. Вербы. М.: Техносфера, 2014. – 672 с.
6. Richards M.A. Fundamentals of Radar Signal Processing, Second Edition. New York: McGraw-Hill Education, 2014. – 618 p.
7. Цифровая обработка сигналов в многофункциональных радиолокациях. Методы. Алгоритмы. Аппаратура: монография / под ред. Г.В. Зайцева. М.: Радиотехника, 2015. – 376 с.
8. Лозовский И.Ф. Цифровая обработка сигналов в РЛС обзора: монография / И.Ф. Лозовский. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2016. – 270 с.
9. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры с комплексными весовыми коэффициентами // Вестник Кон-церна ПВО «Алмаз – Антей». – 2015. – № 2 (14). – С. 21-26.
10. Попов Д.И. Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. – 2009. – № 2. – С. 30–33.
11. Попов Д.И. Адаптивное подавление пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. – 2014. – № 4. – С. 32-37.
12. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры каскадного типа // Цифровая обработка сигналов. – 2016. – № 2. – С. 53-56.
13. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры с действительными весовыми коэффициентами // Цифровая обработка сигналов. – 2017. – № 1. – С. 22-26.
14. Popov D. I. Measurements of Characteristics of Clutter // Measurement Techniques. May 2017. Vol. 60. No. 2. – P. 190–195.
15. Крамер Г. Математические методы статистики / пер. с англ. под ред. А. Н. Колмогорова. М.: Мир, 1975. – 648 с.

ПОИСК И ОБНАРУЖЕНИЕ ОБЪЕКТОВ НА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ МЕСТНОСТИ ДЛЯ ИХ ПОСЛЕДУЮЩЕГО РАСПОЗНАВАНИЯ

Брызгалов А.П., к.т.н., доцент, начальник лаборатории ФГУП «Государственный научно-исследовательский институт авиационных систем», e-mail: a_bryzgalov@gosniias.ru;

Ковальчук И.В., инженер 2-й категории ФГУП «Государственный научно-исследовательский институт авиационных систем», e-mail: ilya0406@ya.ru;

Хныкин А.В., инженер 1-й категории ФГУП «Государственный научно-исследовательский институт авиационных систем», e-mail: alexis_x@mail.ru.

SEARCH AND DETECTION OF OBJECTS ON TERRAIN RADAR IMAGES FOR THEIR FURTHER RECOGNITION

Brizgalov A.P., Kovalchuk I.V., Hnikin A.V.

An algorithm of search and detection on terrain radar image (RI) of candidate for the desired object with the purpose of its further recognition is considered. The algorithm is based on calculation and comparison with threshold of sample kurtosis and skewness coefficients of RI brightness distribution inside the detection window. The algorithm analysis and its parameter optimization are developed for Rayleigh distribution of the background. Examples of the algorithm application to RIs obtained in real flights are given.

Key words: search, detection, radar image, sample coefficients of kurtosis and skewness, algorithm parameters, optimization, real flights.

Ключевые слова: поиск, обнаружение, радиолокационное изображение, выборочные коэффициенты эксцесса и асимметрии, параметры алгоритма, оптимизация, реальные полеты.

Введение

Современные радиолокаторы с синтезированной апертурой (РСА) формируют во время полета в реальном времени мощный поток непрерывной информации в виде радиолокационных изображений (РЛИ) лоцируемой местности. Например, при формировании в режиме бокового обзора РЛИ в виде полосы местности, лоцируемой в полете, число элементов (пикселей) РЛИ по дальности (в строке) может достигать порядка 30...60 тысяч и более. При этом темп формирования строк РЛИ может составлять несколько кГц, что определяется линейным разрешением по азимуту и скоростью полета носителя РСА. По результатам лоцирования формируется детальное РЛИ, характеризующееся максимальным (при выбранных параметрах РСА и синтезирования) разрешением с применением алгоритмов подавления помех, самофокусировки и пр. Однако анализ получаемого РЛИ осуществляется в настоящее время, как правило, операторами, что требует визуализации этого потока, а это ограничено, в том числе, возможностями дисплея (порядка 1000*1000 пикселей). Поэтому для просмотра всей области лоцирования формируют «загрубленное» (с уменьшенным разрешением) обзорное РЛИ, которое и выводится на дисплей. По этим РЛИ оператор должен провести начальный поиск и обнаружение объектов – кандидатов на интересующие его объекты, а затем по вызываемому на дисплей соответствующему фрагменту

Рассматривается алгоритм поиска и обнаружения на радиолокационном изображении (РЛИ) местности кандидата на искомый объект для его последующего распознавания. Алгоритм основан на вычислении и сравнении с порогом выборочных коэффициентов эксцесса или асимметрии распределения яркости РЛИ в окне обнаружения. Проводится анализ алгоритма и оптимизация выбора его параметров при релеевском распределении фона. Приводятся примеры применения алгоритма на РЛИ, полученных при реальных полетах.

детального РЛИ провести распознавание этих кандидатов.

Очевидно, что оператору уже на первом этапе поиска физически невозможно охватить все формируемое РЛИ (всю зону поиска), особенно детальное РЛИ, хотя оно наиболее информативное. Поэтому разрабатываются различные методы и алгоритмы автоматизации поиска, обнаружения и распознавания искомых объектов и, в частности, способы поиска кандидатов на искомый объект как первого этапа их обнаружения и распознавания.

Общая теория синтеза оптимальных алгоритмов поиска, обнаружения и распознавания протяженных объектов с использованием РЛИ не разработана. Не отработаны сами критерии оптимизации и оценки эффективности предложенных алгоритмов. При поиске кандидатов можно использовать широко применяемый при обнаружении точечных объектов критерий Неймана – Пирсона. Он сводится к получению минимума пропуска искомых объектов при заданном допустимом числе ложных обнаружений (тревог). На практике это ограничение по числу ложных тревог связано с необходимостью оперативно решать последующие задачи дообнаружения и распознавания объектов в реальном (квазиреальном) масштабе времени с учетом возможностей оператора или

вычислительной системы, осуществляющих это дообнаружение и распознавание.

В данной работе рассматривается технология, при которой на первом этапе производится разбиение всей зоны поиска на неперекрывающиеся квадраты обнаружения («замощение» зоны поиска) и поиск (обнаружение) квадратов, в которых возможно нахождение объектов-кандидатов, при допустимом уровне ложных тревог и при минимизации вероятности пропуска объектов поиска. На втором этапе в выделенных на первом этапе квадратах обнаружения осуществляется дообнаружение (подтверждение наличия в этих квадратах кандидатов, а также уточнение их расположения) и фильтрация ложных обнаружений по некоторому набору признаков. Далее проводится распознавание обнаруженных объектов, причем в некоторых ситуациях второй этап дообнаружения необязателен.

В настоящее время при обнаружении, как правило, используют способы, основанные на превышении яркости РЛИ в одном или в нескольких пикселях некоторого порога. Для протяженных объектов рассматривается превышение порога одновременно в нескольких элементах (пикселях), например по критерию « k из m » (см., например, [1], [2]).

Вместе с тем, для поиска и обнаружения объектов на фоне местности могут быть использованы статистические методы, основанные на выборочных моментах [3]. Анализ статистических характеристик распределения яркости РЛИ, таких как коэффициенты асимметрии и эксцесса, для естественного ландшафта – лесов, лугов, оврагов, лесных посадок, рек и пр. – и для РЛИ той же местности при наличии на ней объектов типа машин, самолетов, строений и т.д. показывает, что эти характеристики значительно разнятся, что может быть использовано при поиске и обнаружении этих объектов. Возможности такого подхода, основанного на оценке выборочных коэффициентов, оценка его эффективности и оптимизация параметров алгоритма могут быть рассмотрены при проведении статистического анализа результатов работы предлагаемых алгоритмов.

Исходя из литературных источников (см., например, [4]), распределение яркости РЛИ местности, в общем случае, может иметь различный вид. Однако в тех же источниках утверждается, а анализ статистических характеристик реальных РЛИ также показывает, что распределение яркости РЛИ естественных ландшафтов во многих случаях близко к распределению Релея. Это может быть использовано для начального статистического анализа и взаимного сравнения характеристик различных способов поиска и обнаружения кандидатов, в том числе, и методами математического моделирования. Получаемые при этом результаты должны быть проанализированы и скорректированы, исходя из РЛИ, полученных при реальной работе РСА.

Статистический анализ

В целях статистического анализа результатов работы алгоритмов поиска и обнаружения при оценке их эффективности и при выборе их параметров проведено

статистическое моделирование с использованием предположения о релеевском распределении яркости РЛИ фона (местности). Рассматривается алгоритм поиска и начального обнаружения объекта-кандидата на искомый объект, заключающийся в нахождении выборочных коэффициентов в каждом квадрате обнаружения. По превышению коэффициентами некоторого порога принимается решение о наличии в этом квадрате объекта [3].

Оценка выборочных коэффициентов проводится по конкретной реализации массива $N \times N$ случайных величин x , плотность вероятности которых соответствует релеевскому закону

$$P(x, \sigma) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}},$$

где x – некоторая константа, а N соответствует размеру стороны квадрата обнаружения. При этом выборочный коэффициент асимметрии определяется выражением (см., например, [5]):

$$k_{\text{выб}} = \frac{M_{3\text{выб}}}{\sqrt{M_{2\text{выб}}^3}}$$

а выборочный коэффициент эксцесса

$$\gamma_{\text{выб}} = \frac{M_{4\text{выб}}}{M_{2\text{выб}}^2} - 3$$

где центральные выборочные моменты $M_{2\text{выб}}$, $M_{3\text{выб}}$ и

$M_{4\text{выб}}$ определяются как:

$$M_{2\text{выб}} = m_{2\text{выб}} - m_{1\text{выб}}^2,$$

$$M_{3\text{выб}} = m_{3\text{выб}} - 3m_{1\text{выб}}m_{2\text{выб}} + 2m_{1\text{выб}}^3,$$

$$M_{4\text{выб}} = m_{4\text{выб}} - 4m_{3\text{выб}}m_{1\text{выб}} + 6m_{2\text{выб}}m_{1\text{выб}}^2 - 3m_{1\text{выб}}^4,$$

где выборочные начальные моменты

$$m_{k\text{выб}}(\mathbf{x}) = \frac{1}{N^2} \sum_{i=1}^{N^2} x_i^k,$$

где $k = 1, 2, 3, \dots$ \mathbf{x} – вектор случайных величин x_i .

С изменением размера N стороны квадрата поиска меняется среднее и разброс оценок выборочных коэффициентов. Далее приведены результаты моделирования статистической оценки выборочных коэффициентов асимметрии и эксцесса для релеевского распределения яркости РЛИ. Достаточность числа испытаний контролировалась экспериментально.

Зависимости среднего значения оценок выборочных коэффициентов асимметрии $k_{\text{выб}_\text{ср}}$ и эксцесса $\gamma_{\text{выб}_\text{ср}}$ и их среднеквадратического отклонения (СКО) σ_k и σ_γ от размеров квадрата показаны на рис. 1 и рис. 2, соответственно. Из кривых видно, что при $N > 20$ средние значения обоих выборочных коэффициентов приближаются к своим предельным (при $N \rightarrow \infty$) значениям: $\sim 0,245$ для γ и $\sim 0,631$ для k , но если для k СКО при этом становится существенно меньше своего среднего, то для γ СКО становится меньше его среднего только при $N > 40$ (эти границы указаны на рис. 1 и рис. 2 стрелками).

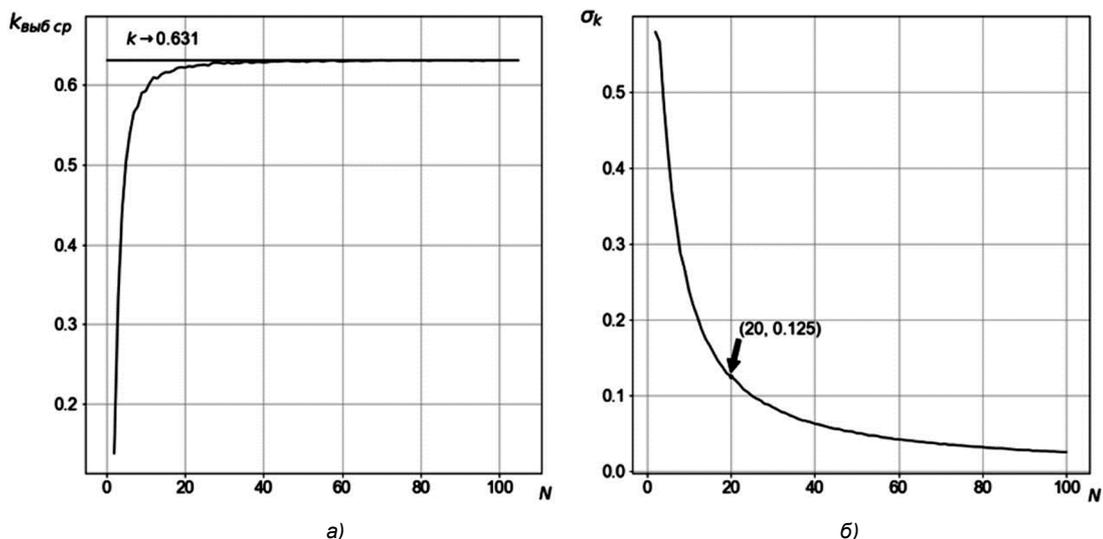


Рис. 1. Зависимости среднего значения оценок выборочного коэффициента асимметрии $k_{\text{выб_ср}}$ и его СКО σ_k от размеров квадрата обнаружения

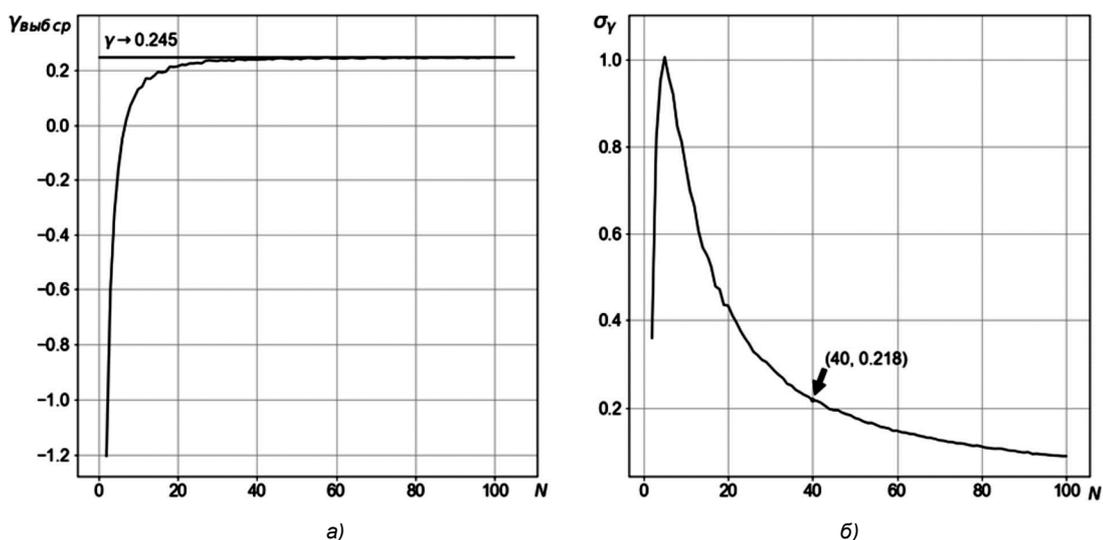


Рис. 2. Зависимости среднего значения оценок выборочного коэффициента эксцесса $\gamma_{\text{выб_ср}}$ и его СКО σ_γ от размеров квадрата обнаружения

Исходя из этого, можно считать, что число независимых выборок $N_{\text{выб}} = N^2 \geq 400$ является достаточным при оценке коэффициента асимметрии, в то время как для оценки коэффициента эксцесса РЛИ фона желательно брать квадрат со стороной $N \geq 40$.

Ввод точечного объекта

При синтезе алгоритма обнаружения с использованием выборочных коэффициентов k и γ , при оптимизации его параметров и оценке его эффективности, например вероятности пропуска при заданной вероятности ложной тревоги (при использовании критерия Неймана-Пирсона), требуется рассмотрение двух ситуаций: при наличии и в отсутствие в квадрате поиска искомого объекта. С этой целью проведено моделирование и статистический расчет выборочных средних значений k и γ , а также σ_k и σ_γ в зависимости от N при наличии на РЛИ в квадрате поиска, помимо отражений от местности с релейским распределением яркости,

сигнала, отраженного от объекта.

Сначала рассматривается точечный объект (занимающий 1 пиксель), интенсивность отраженного сигнала которого задается и постоянна. На рис. 3 и рис. 4 приведены зависимости средних значений и СКО выборочных коэффициентов асимметрии и эксцесса в зависимости от размера квадрата поиска при заданном параметре $q = S/\sqrt{m_2}$, где S – яркость РЛИ объекта, m_2 – начальный момент второго порядка распределения яркости фона в одном пикселе (при расчетах и моделировании полагалось, что $m_2 = 1$).

Непосредственно, исходя из приведенных кривых, можно оценить требуемый размер квадрата поиска для получения достаточной статистики при оценке выборочных коэффициентов, при которой среднее значение выборочного коэффициента должно значительно превышать СКО этой оценки. Именно в этом случае возможно корректное применение алгоритма обнаружения объекта, основанного на превышении выборочного коэффициента,

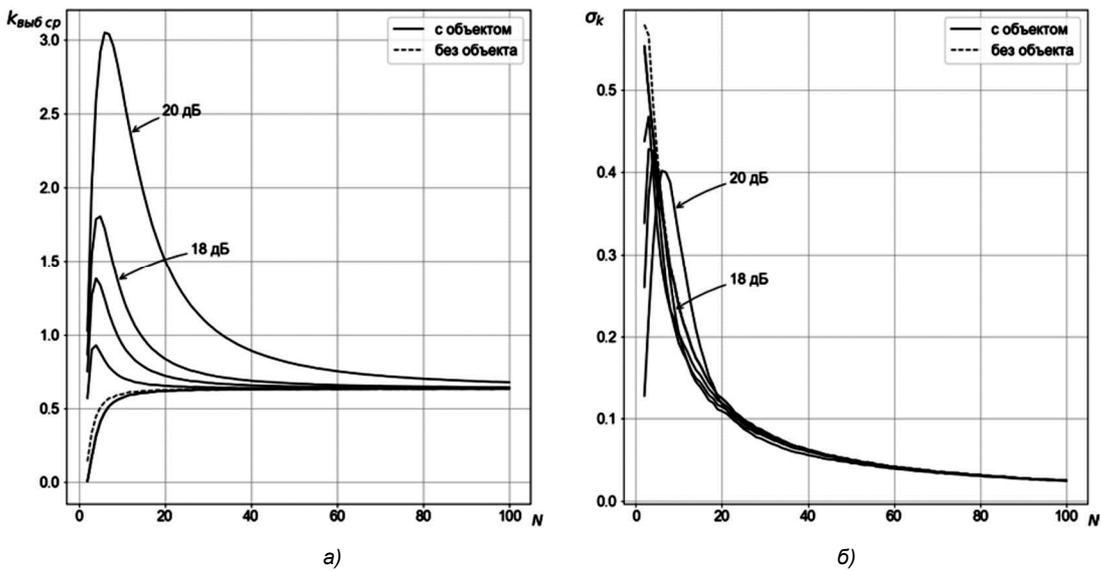


Рис. 3. Зависимости $k_{\text{выб_ср}}$ и σ_k от размеров стороны квадрата N при разных значениях параметра q – соотношения яркостей сигнала объекта и фона

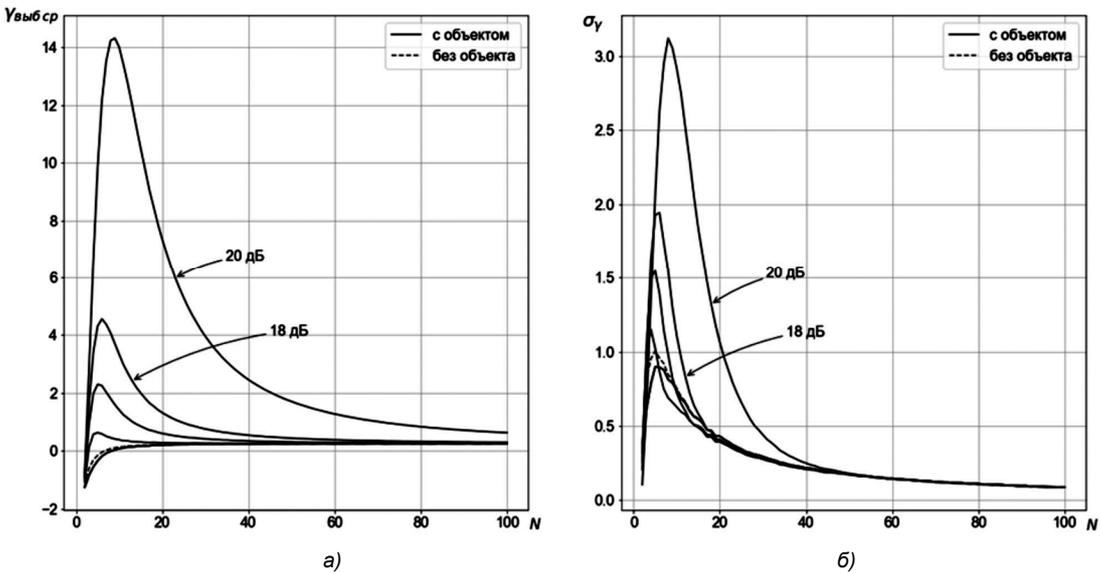


Рис. 4. Зависимости $\gamma_{\text{выб_ср}}$ и σ_γ от размеров стороны квадрата N при разных значениях параметра q – соотношения яркостей сигнала объекта и фона

циента при наличии сигнала над этим же коэффициентом в его отсутствии. В противном случае возрастают вероятности ложной тревоги и пропуска обнаруживаемого объекта за счет флуктуаций выборочного коэффициента по результатам его оценки.

Для примера можно рассмотреть зависимость отношения $g = \gamma_{\text{выб_ср}} / \sigma_\gamma$ от N . Эта зависимость представлена на рис. 5-а и 5-б, отличающихся разным масштабом по g . Очевидно, что при $g > 5$ разброс оценок $\gamma_{\text{ср_с}}$ незначителен и может не учитываться при выборе параметров алгоритма поиска и обнаружения и при расчете его эффективности. Из кривых на рис. 5 видно, что при $q > 19$ дБ это выполняется при любых N (в рабочем диапазоне $N = 20 \dots 100$). При меньших значениях q (например, при $q = 16$ дБ) даже при уменьшении требуемого минимального значения g до 3 достаточность статистических данных не реализуется ни при

каких N (в рассматриваемом диапазоне N).

Но основным фактором, влияющим на характеристики обнаружения, является значение величины $L = \gamma_{\text{выб_ср_с}} / \gamma_{\text{выб_ср_ф}}$, характеризующей соотношение выборочных коэффициентов при наличии и в отсутствии сигнала объекта в квадрате обнаружения. Чем больше L , тем достовернее можно выделить квадраты с объектом. На рис. 6 приведены зависимости L от N при разных значениях параметра q (на рис. 6-а q меняется с шагом 4 дБ). Для наглядности приведены два рисунка, которые отличаются масштабом по L . Выбор допустимого для алгоритма поиска значения N определяется областью превышения значениями L некоторого задаваемого порога, например, 10, как показано на рис. 6-б. В общем случае порог определяется требуемыми характеристиками обнаружения, например, соотношением вероятностей ложных тревог и пропуска объекта. При этом надо учитывать ограничения на значение N , свя-

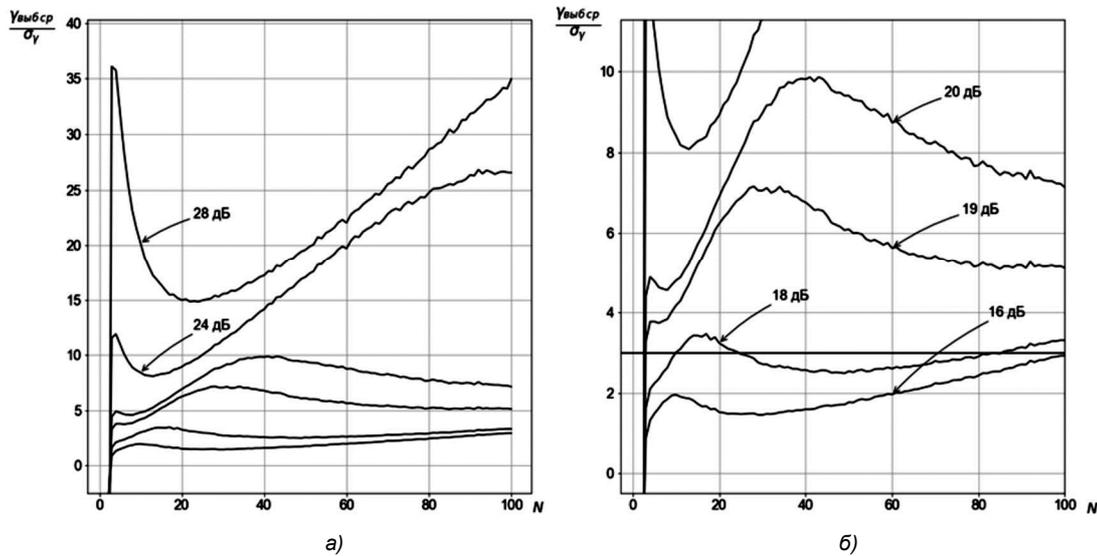


Рис. 5. Зависимости $q = \gamma_{\text{выб_ср}} / \sigma_\gamma$ от N при разных значениях параметра q и двух масштабах по g

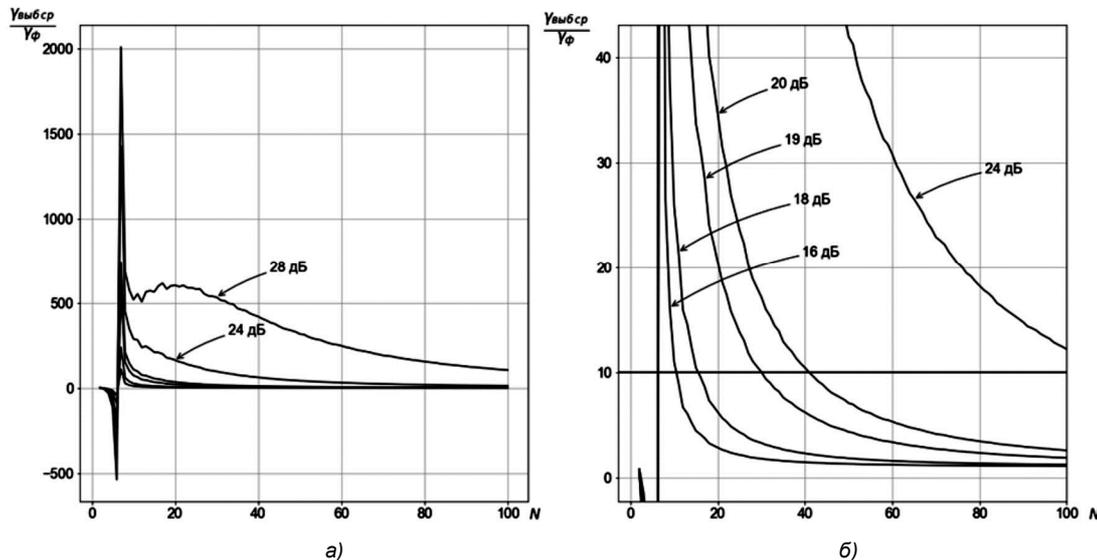


Рис. 6. Зависимости $L = \gamma_{\text{выб_ср_с}} / \gamma_{\text{выб_ср_ф}}$ от N при разных значениях параметра q и двух масштабах по L

занные с требованием достаточности величины N в соответствии с кривым рис. 5 ($g = \gamma_{\text{ср}} / \sigma_\gamma$) при нахождении $\gamma_{\text{ср_с}}$, а также при оценке $\gamma_{\text{ср_ф}}$. Таким образом, в общем случае при выборе N должны учитываться 3 зависимости: L и g в двух ситуациях (при наличии и в отсутствии в квадрате обнаружения сигнала от объекта).

Таким образом, допустимые значения N практически определяются кривыми L и зависят от априорного знания q . Например, при использовании оценки выборочного коэффициента эксцесса из рис. 5 и рис. 6 следует, что при $q = 20$ дБ диапазон возможных значений N , при которых $L > 10$, составляет от 20 до 40, а при $q = 24$ дБ – от 20 до 100 (и даже более). Следует отметить, что если исходить только из характеристик обнаружения, то предпочтительней, исходя из рис. 6, выбирать значения N , при которых значения L максимальны (в заданном диапазоне значений q).

Сложный протяженный объект

Отражения от сложного объекта можно рассматривать как отражения от нескольких разнесенных в пространстве блестящих точек [6] постоянной (за интервал синтезирования) амплитуды – случай медленного фединга эхо-сигнала. Случай быстрого фединга - независимо федингующих при каждом зондировании отражений от блестящих точек – не рассматривается, так как это противоречит условиям создания синтезированной антенной решеткой (САР). При формировании РЛИ с высоким разрешением наличие сложного сигнала означает, что отраженный от объекта сигнал занимает на РЛИ несколько пикселей (элементов разрешения), и сигналу каждого пикселя соответствует своя эффективная площадь рассеивания (ЭПР). Это существенно усложняет задачу анализа результатов работы алгоритма поиска и обнаружения такого сигнала.

Характер влияния на выборочные коэффициенты многоточечной ЭПР можно проиллюстрировать на примере. На рис. 7 приведены зависимости выбо рочных

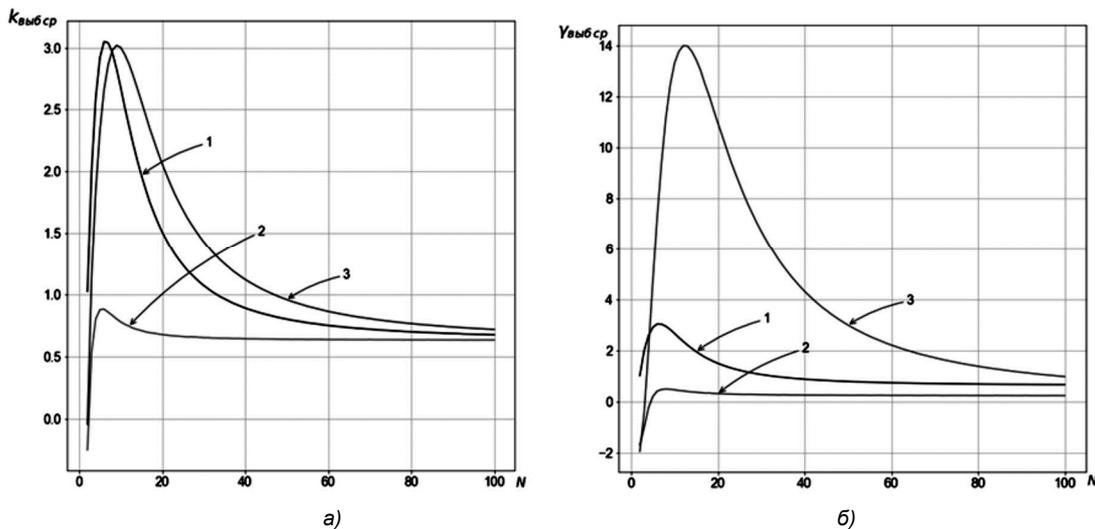


Рис. 7. Зависимости $k_{\text{выб_ср}}$ и $\gamma_{\text{выб_ср}}$ от N при разных значениях числа сигнальных пикселей и величины q

коэффициентов асимметрии и эксцесса от N . Кривая 1 построена для точечного объекта при соотношении сигнал/фон 20 дБ. Кривые 2 и 3 соответствуют объекту, занимающему два пикселя. При этом кривая 2 получена при равенстве амплитуд в каждом пикселе при соотношении сигнал/фон 14 дБ, так что суммарный сигнал в двух пикселях соответствует сигналу точечного объекта, а кривая 3 построена при соотношении 20 дБ в каждом пикселе сложного объекта. Видно, что на коэффициент асимметрии большее влияние оказывает наличие точек с большим отношением сигнал/фон, чем их количество, а на величину коэффициента эксцесса – увеличение числа пикселей, занимаемых объектом.

Можно отметить, что для протяженного объекта увеличение числа сигнальных пикселей за счет увеличения размеров квадрата обнаружения (в пределах протяженности этого объекта) может оказаться целесообразным, так как при этом падение в соответствии с рис. 6 величины $L = \gamma_{\text{ср_с}} / \gamma_{\text{ср_ф}}$ за счет увеличения N компенсируется еще большим ее ростом за счет увеличения числа сигнальных пикселей и «суммарного» q . Это, в частности, следует учитывать при многоканальном РСА, например, при переходе от работы в 3-х см. диапазоне к более длинноволновому диапазону. Но эти вопросы требуют отдельного рассмотрения.

Коэффициенты асимметрии и эксцесса при анализе реальных РЛИ

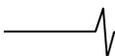
Возможности поиска и обнаружения кандидатов с использованием оценок выборочных коэффициентов асимметрии или эксцесса подтверждаются предварительным анализом их применения для реальных РЛИ.

Как уже отмечалось, во многих случаях распределение яркости РЛИ местности близко к релейскому распределению, при котором коэффициент асимметрии примерно равен 0,63, а коэффициент эксцесса 0,245. На практике эти распределения и коэффициенты в той или иной мере отличаются от релейского. Так, при лоцировании с помощью РСА 3-см диапазона одного из участков местности в виде перемежающихся лесных

участков с опушками и луга с полосами леса и кустарников (пролесок), а также летного поля при окнах обработки РЛИ в виде квадратов со сторонами различного размера (N от 20 до 60) получены оценки выборочных коэффициентов асимметрии в диапазоне 1...4 для пролеска с увеличением до 7...9 в отдельных точках при наличии кромки, разделяющей области разного типа, и в диапазоне 0,7...2 для лётного поля. Оценки выборочных коэффициентов эксцесса лежат в диапазоне 1...15 для пролеска (в отдельных редких точках при наличии кромки до 100 и более) и 0,4...4 для лётного поля.

При анализе участков с расположенными там объектами (например, самолетами) получены оценки выборочных коэффициентов асимметрии в диапазоне 2...32 и выборочных коэффициентов эксцесса в диапазоне 20...250 с выбросами до 500 и даже свыше 1000. Кроме того, следует отметить, что рост размера стороны окна N в отсутствие объекта приводит к снижению фоновых значений выборочных коэффициентов на участках однотипных (стационарных) поверхностей и к их асимптотическому стремлению к некоторым значениям, близким к теоретическим величинам для релейского распределения. Наличие же на анализируемом РЛИ неоднородностей (объектов и их теней) обуславливает резкий рост этих коэффициентов, причем тем больший, чем больше N . Например, для $N = 20$ максимумы выборочных коэффициентов эксцесса на границе «лётное поле – объекты» имеют значения 73...167, для $N = 30$ – 100...350, а для $N = 60$ – 165...1197. Такой рост выборочных коэффициентов в общем случае не соответствует характеру кривых на рис. 3 и 4, но его можно объяснить большой протяженностью лоцируемых объектов и появлением в квадрате поиска при его расширении новых ярких блестящих точек.

Различия между выборочными коэффициентами эксцесса (асимметрии) в двух рассмотренных случаях - при наличии и отсутствии в квадрате обнаружения объекта – позволяют осуществлять процедуру обнаружения с использованием этих коэффициентов. Первые результаты применения к натурным РЛИ алгоритмов поиска и дообнаружения кандидатов на искомые объекты, основанных на вычислении выборочных коэффициентов эксцесса,



подтвердили их эффективность и возможность поиска в реальном масштабе времени. Так, в приведенном в [3] примере поиска объектов на фрагменте реального РЛИ 3-см диапазона размером примерно 4 км × 5,3 км с разрешением порядка 1 м применение указанных алгоритмов позволило обнаружить в реальном времени все тестовые объекты при незначительном числе ложных тревог на местности типа луг, лес, перелески и пр. и, далее провести дообнаружение практически в реальном времени (зависит от числа ложных тревог из-за наличия построек и других мешающих объектов). При этом вычисления проводились на одном ядре ПЭВМ с двухъядерным процессором Intel с тактовой частотой 2,33 ГГц и оперативной памятью 2 ГБ. Однако приведенные результаты являются предварительными данными и требуют дополнительных исследований и на математической модели, и путем натурных испытаний при априорно известных характеристиках фона и тестовых объектов.

Заключение

При анализе РЛИ больших размеров поиск, обнаружение и распознавание объектов целесообразно выполнять последовательно: сначала осуществлять поиск и обнаружение кандидата на искомый объект, а затем проводить его распознавание.

Проведенные исследования показывают, что введение при обнаружении на РЛИ кандидатов на искомый объект этапа поиска с «замощением» всей зоны поиска квадратами обнаружения и использование в каждом квадрате алгоритма обнаружения с оценкой выборочных коэффициентов (экспонентов) распределения яркости РЛИ существенно уменьшает вычислительные затраты и время на поиск кандидатов. В этом случае обеспечивается поиск и обнаружение объектов в реальном времени при формировании РЛИ во время полета носителя РЛ БО. Введением второго этапа – этапа дообнаружения в квадратах, где произошло обнаружение на первом этапе, подтверждается наличие в этом квадрате объекта, соизмеримого по протяженности с протяженностью искомого. При этом несколько сокращается число ложных тревог и уточняется положение кандидата, но увеличиваются временные затраты, что, соответственно, требует уменьшения ложных тревог уже на этапе поис-

ка, например, за счет исключения из зоны поиска техногенных зон (строений, скопления техники и пр.).

Вместе с тем, исходя из литературных данных и из приведенных в статье оценок выборочных коэффициентов распределения яркости РЛИ реального фона (лес, луг, лесные полосы и т.д.), можно считать, что эти распределения достаточно близки к распределению Релея. Поэтому в работе, исходя из релеевского распределения РЛИ фона, проведен анализ алгоритма обнаружения, основанного на вычислении выборочных коэффициентов, и даны рекомендации по выбору его параметров. Эти рекомендации могут быть использованы на практике при условии их коррекции за счет адаптации к реальной ситуации.

Литература

1. Брызгалов А.П., Туманов К.В., Хныкин А.В. Доклад «Разработка алгоритма обнаружения «кандидатов» при поиске объектов и ориентиров на местности в радио системах локации, навигации и УВД с синтезированной апертурой». 2 Всероссийская научно-техническая конференция «Моделирование авиационных систем». Сборник тезисов докладов. ГНЦ РФ ФГУП «ГосНИИАС», М., 21-22 апреля 2013 г. С. 163-164.
2. Волков В.Ю., Макаренко А.А., Рогачев В.А., Турецкий Л.С. «Обнаружение и выделение объектов на оптикоэлектронных изображениях». Сборник «55 лет на службе отечеству» ОАО НПО «Радар - ммс», Санкт-Петербург: 2005, с. 222 – 226.
3. Брызгалов А.П., Исаев О.А., Ковальчук И.В., Туманов К.В., Фальков Э.Я., Хныкин А.В., Плющев В.А., Четыркин Д.Ю. Патент «Способ поиска и обнаружения объекта» Патент №2596610. Приоритет от 16.06.2015. Заявка на патент №20115122858. Опубликовано 10.09.2016. Бюл.№ 25
4. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. – М.: Радиотехника. 2005.
5. Левин Б.Р. «Теоретические основы статистической радиотехники» книга 1-я, изд. 2-е, М., «Сов. Радио», 1974, стр. 59 – 60.
6. Теоретические основы радиолокации. Под ред. Ширмана Я.Д. М., изд-во «Сов. радио», 1970.

Уважаемые коллеги!

Для тех, кто не успел оформить подписку на второе полугодие 2018 года через АО «Роспечать», сохраняется возможность приобретения журналов непосредственно в редакции по адресу: г. Москва, ул. Авиамоторная, дом 8, Научный Центр МТУСИ, ком. 612. Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, метро «Авиамоторная», или оформить Заказ в соответствии с требованиями, выставленными на сайте журнала: www.dsps.ru.

Справки по телефону: (+7 903)201-53-33 (Самсонов Геннадий Андреевич).

E-mail: rntores@mail.ru

УДК 621.396.96

МИНИМИЗАЦИЯ СРЕДНЕКВАДРАТИЧНОГО УРОВНЯ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ ВЗАИМНОЙ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ ФАЗОКОДОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ В ДВУМЕРНОЙ ЗОНЕ

Зайцев Г.В., д.т.н., начальник СКБ ПАО «НПО «Алмаз», e-mail: gennady-zaytsev@yandex.ru;

Кондранина Н.С., начальник сектора ПАО «НПО «Алмаз», e-mail: kondranina.nataliya@gmail.com;

Литвинов Д.М., начальник отдела ПАО «НПО «Алмаз», e-mail: litvinov_dmitry@inbox.ru.

MISMATCHED FILTER SYNTHESIS, MINIMIZING ROOT-MEAN-SQUARE SIDELOBE LEVEL IN THE TWO-DIMENSIONAL ZONE FOR PHASE-CODED PULSE

Zaytsev G.V., Kondranina N.S., Litvinov D.M.

The paper presents method of mismatched filter synthesis, minimizing root-mean-square sidelobe level at the two-dimensional time-frequency zone for binary phase-coded pulse. Main characteristics of the filtering output are analyzed: root-mean-square and maximum sidelobe levels, loss in signal-to-noise ratio.

Key words: phase-coded pulse, mismatched filtering, minimization of sidelobe level, low correlation zone.

Ключевые слова: фазокодманипулированные сигналы, несогласованная фильтрация, минимум среднеквадратичного уровня боковых лепестков, зона с малой корреляцией

Введение

В работе рассматривается обработка фазокодманипулированных (ФКМ) сигналов с низким уровнем боковых лепестков непериодической корреляционной функции. Такие сигналы используются в радиолокации, физике, системах передачи информации, биомедицинских исследованиях и других областях науки и техники. Для определенности ниже рассматриваются радиолокационные приложения.

При использовании в радиолокации импульсный ФКМ сигнал формируется следующим образом. Прямоугольный импульс гармонического колебания разбивается на n сегментов одинаковой длительности η , а начальная фаза колебания в каждом сегменте устанавливается в соответствии с некоторым кодом (с некоторой модулирующей последовательностью). Для дальнейшего удобно ввести нормированные к длительности сегмента координаты времени и частоты:

$$t = t_0 / \eta, \quad f = f_0 \eta, \quad (1)$$

где параметры с нулевым индексом – это абсолютные координаты, а без индекса – нормированные. В нормированных координатах длительность сигнала равна n .

Во введенных обозначениях комплексная огибающая ФКМ сигнала [1,2] может быть описана следующим образом:

$$s(t) = \begin{cases} s_{i \text{ code}} & \text{при } i < t \leq i+1, \quad i = 0, 1 \dots n-1 \\ 0 & \text{при других } t \end{cases}, \quad (2)$$

где $s_{i \text{ code}} = \exp(j\varphi_i)$, $-i$ -й член модулирующей последовательности $s_0 = \{s_{i \text{ code}}\}$, $i = 0, 1 \dots n-1$, φ_i – начальная фаза сигнала в i -том сегменте, $i = 0, 1 \dots n-1$.

Предложен метод синтеза оптимальной опорной последовательности для несогласованной фильтрации фазокодманипулированных сигналов, обеспечивающий минимизацию среднеквадратичного уровня боковых лепестков автокорреляционной функции в заданной двумерной зоне плоскости время – частота. Анализируются получаемые характеристики ВКФ: среднеквадратичный и максимальный уровень боковых лепестков, потери в отношении сигнал/шум.

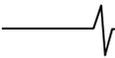
Наиболее часто в литературе рассматриваются двоичные последовательности, что обусловлено возможностями радиолокационного передатчика, однако в настоящее время появилась техническая возможность использовать более сложные виды фазовой модуляции при неизменной амплитуде. Поэтому в данной работе модулирующая последовательность считается комплексной. Условимся также, что модулирующая последовательность определена для всех индексов, при $i < 0$ и $i \geq n$ будем считать, что $s_{i \text{ code}} = 0$. Аналогичное соотношение примем и для других последовательностей. Для функций непрерывного времени аргумент будем записывать в скобках после обозначения функции, а для функций дискретного времени, или последовательностей, номер члена будем приводить в виде подстрочного индекса.

В приемной аппаратуре радиолокатора имеется заранее рассчитанная опорная функция с комплексной огибающей $x(t)$, которая также представляет собой сегментированную функцию с такой же длительностью сегмента и модулирующей последовательностью

$$\mathbf{x} = (x_0, x_1, \dots, x_{N-1}). \quad (3)$$

Однако, в отличие от излучаемого сигнала, элементы последовательности \mathbf{x} могут отличаться не только по фазе, но и по амплитуде, т.е. они могут быть произвольными комплексными числами. Их количество N может быть, вообще говоря, больше n : $N \geq n$.

Обработка сигнала в приемном устройстве сводится



к вычислению взаимной корреляционной функции (ВКФ) принимаемого и опорного сигналов в заданной области координат времени и частоты:

$$C(\tau, f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)s^*(t + \tau) \exp(j 2\pi f t) dt, \quad (4)$$

где символ * означает операцию сопряжения (для векторов и матриц – сопряжение элементов и транспонирование), τ – относительный сдвиг (рассогласование) между сигналом и опорой по времени, а f – по частоте. В литературе для функции (4) используются также названия взаимная функция неопределенности, взаимная функция рассогласования и др.

Выбор опорного сигнала $x(t)$ при заданном зондирующем сигнале $s(t)$ зависит от решаемой задачи. В радиолокации общепринято максимизировать отношение сигнал/шум на выходе приемного устройства. При этом в случае аддитивного гауссовского шума оптимальный опорный сигнал определяется соотношением $x(t) = s(t)$, $N = n$, обработка сигнала называется согласованной фильтрацией, а взаимная корреляционная функция становится автокорреляционной (АКФ) [1, 2].

АКФ радиолокационных ФКМ сигналов имеет кнопочный вид: она содержит главный пик в начале координат, расположенный на пьедестале из боковых лепестков псевдослучайного уровня. Боковые лепестки АКФ являются паразитными, однако их величина не может быть сделана произвольно малой. Типовое значение имеет порядок 0,1 от величины главного пика, что не удовлетворяет требованиям многих прикладных задач. Отступая от согласованности, можно добиться снижения уровня боковых лепестков за счет уменьшения амплитуды главного лепестка и некоторого снижения выходного отношения сигнал/шум.

В данной работе рассматривается задача синтеза опорной функции, обеспечивающей подавление боковых лепестков ВКФ в заданной зоне плоскости время – частота. Подобная задача возникает, например, при сопровождении объектов на фоне мощных сосредоточенных мешающих отражений. При этом для простоты будем рассматривать, в основном, прямоугольную зону, хотя описываемый метод справедлив для зоны произвольной формы. Граничные координаты прямоугольной зоны обозначим символами $t_{beg}, t_{end}, f_{beg}, f_{end}$.

Критерием оптимальности опорной функции, используемым в данной работе, является максимум отношения энергии главного максимума ВКФ к средней энергии боковых лепестков в заданной зоне:

$$Q = \frac{|C(0, 0)|^2}{M \left\{ \int_{f_{beg}}^{f_{end}} \int_{t_{beg}}^{t_{end}} |C(\tau, f)|^2 dt df \right\}}, \quad (5)$$

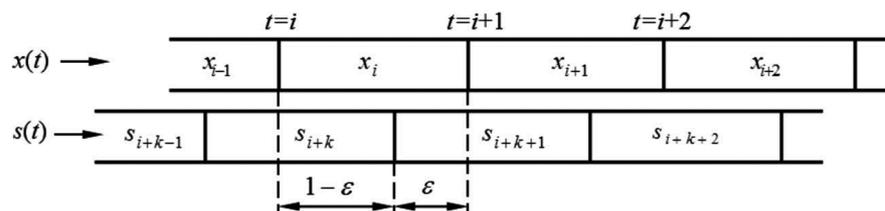


Рис. 1. Взаимное положение сигнала и опоры

где $M\{\}$ – оператор усреднения.

Проблема понижения уровня боковых лепестков ФКМ сигнала довольно часто обсуждается в литературе (см., например, [1, 2, 3, 6]). Однако в большинстве случаев рассматривается одномерная задача снижения лепестков на временной оси. Двумерная задача кратко описана в [3], где указан один из возможных методов ее решения. Однако результаты, получаемые с помощью этого метода, неудовлетворительны для радиолокационных применений в связи с возникающими энергетическими потерями значительной величины.

Синтез опорной последовательности

Рассмотрим выражение для ВКФ (4). На рис. 1 условно показаны сигнал $s(t)$ и опора $x(t)$, разделенные на сегменты и задержанные между собой на некоторое время τ . Выделим целую часть этой величины $\tau = k + \varepsilon$, где k – целое и $\varepsilon < 1$. Покажем, что ВКФ $C(\tau, f)$ при нецелом τ можно представить в виде комбинации ВКФ $C(k, f)$ и $C(k+1, f)$.

Представим $C(\tau, f)$ в виде суммы интегралов по отрезкам, на которых сигнал $s(t)$ и опора $x(t)$ являются постоянными:

$$C(\tau, f) = \sum_i x_i \left[s_{i+k}^* \int_i^{i+1-\varepsilon} \exp(j 2\pi f t) dt + s_{i+k+1}^* \int_{i+1-\varepsilon}^{i+1} \exp(j 2\pi f t) dt \right]. \quad (6)$$

Индекс суммирования в сумме пробегает все значения от ∞ до $-\infty$, при выходе за границы ненулевой области сигнал и опора по соглашению считаются нулевыми.

Интегралы, входящие в (6), легко вычисляются:

$$\int_a^b \exp(j 2\pi f t) dt = (b - a) \frac{\sin[\pi f (b - a)]}{\pi f (b - a)} \exp[j \pi f (a + b)]. \quad (7)$$

Используя (7), из (6) нетрудно получить

$$C(k + \varepsilon, f) = (1 - \varepsilon) \frac{\sin[\pi f (1 - \varepsilon)]}{\pi f (1 - \varepsilon)} \exp[j \pi f (1 - \varepsilon)] \times \sum_i x_i s_{i+k}^* \exp(j 2\pi f i) + \varepsilon \frac{\sin(\pi f \varepsilon)}{\pi f \varepsilon} \exp[j \pi f (2 - \varepsilon)] \sum_i x_i s_{i+k+1}^* \exp[j 2\pi f i]. \quad (8)$$

В частности, при $\varepsilon = 0$ из (8) получаем выражение для ВКФ при целочисленных сдвигах

$$C(k, f) = \frac{\sin[\pi f]}{\pi f} \exp[j\pi f] \sum_i x_i s_{i+k}^* \exp(j2\pi f i). \quad (9)$$

Введем обозначения для множителей перед суммами в (8):

$$\alpha(\varepsilon, f) = \frac{\sin[\pi f(1-\varepsilon)]}{\pi f(1-\varepsilon)} \exp[j\pi f(1-\varepsilon)],$$

$$\beta(\varepsilon, f) = \frac{\sin(\pi f \varepsilon)}{\pi f \varepsilon} \exp[j\pi f(2-\varepsilon)]. \quad (10)$$

Тогда выражение (8) можно представить в более компактном виде:

$$C(k+\varepsilon, f) = (1-\varepsilon)\alpha(\varepsilon, f) \sum_i x_i s_{i+k}^* \exp(j2\pi f i) + \varepsilon \beta(\varepsilon, f) \sum_i x_i s_{i+k+1}^* \exp(j2\pi f i). \quad (11)$$

Выделяя из первого и второго слагаемых формулы (11) множители $C(k, f)$ и $C(k+1, f)$ соответственно, получаем

$$C(k+\varepsilon, f) = (1-\varepsilon) \frac{\alpha(\varepsilon, f)}{\alpha(0, f)} C(k, f) + \varepsilon \frac{\beta(\varepsilon, f)}{\beta(1, f)} C(k+1, f), \quad f < 1. \quad (12)$$

Условие $f < 1$ в (12) необходимо для того, чтобы слагаемые в (12) имели конечное значение. На практике это условие, как правило, выполняется с большим запасом. Например, при работе в X диапазоне частот с сигналом, имеющим длительность сегмента $\eta = 0,5$ мкс доплеровская скорость, при которой $f = 1$ составляет 30 км/с, что в земных условиях не наблюдается. В связи с этим в дальнейшем будем считать, что $f \ll 1$, а максимальная частота на порядок меньше $f_{\max} = 0,1$. Такая частота для X диапазона соответствует доплеровской скорости 3 км/с, что существенно больше типовой скорости аэродинамических объектов.

Тогда для рассматриваемых частот диапазон изменения аргумента экспоненциальных множителей в (10) составляет не более $\pi/5$, а модуль функций $\alpha(\varepsilon, f)$ и $\beta(\varepsilon, f)$, как нетрудно проверить, изменяется в диапазоне 1-0,9. Следовательно, модуль дробей в (12) также изменяется незначительно:

$$1 < |\alpha(\varepsilon, f) / \alpha(0, f)|, |\beta(\varepsilon, f) / \beta(1, f)| < 1,11. \quad (13)$$

При $f = 0$ из (12) и (10) имеем

$$C(k+\varepsilon, 0) = (1-\varepsilon)C(k, 0) + \varepsilon C(k+1, 0), \quad (14)$$

откуда следует, что при нулевой частоте f ВКФ при нецелых сдвигах определяется прямой линией, соединяющей значения для ближайших целых сдвигов. Поэтому экстремумы модуля функции (14) достигаются при целых значениях сдвигов. Следовательно, при $f = 0$ уменьшение уровня боковых лепестков ВКФ для целочисленных сдвигов приводит к понижению лепестков и при нецелых сдвигах.

Этот вывод в первом приближении остается справедливым и для ненулевых f в рассматриваемом диапазоне, так как при этом к обоим слагаемым в формуле

(12) добавляются поправочные множители с небольшим значением фазы и амплитуды. Поэтому задача минимизация интеграла по времени $\int_{t_{beg}}^{t_{end}} |C(t, f)|^2 dt$ в (5) близка к задаче минимизации суммы квадратов модулей ВКФ для целочисленных точек на отрезке $[t_{beg}, t_{end}]$.

Такая модификация задачи приводит к ее упрощению, не сильно сказываясь на результате, поэтому в дальнейшем будем вместо (5) минимизировать функцию

$$Q = \frac{|C(0, 0)|^2}{M \left\{ \sum_{k=k_1}^{k_2} \int_{f_{beg}}^{f_{end}} |C(k, f)|^2 df \right\}}, \quad (15)$$

где k_1, k_1+1, \dots, k_2 , – целочисленные значения времени на отрезке $[t_{beg}, t_{end}]$.

Наиболее простой способ оценки интеграла в (15) состоит в суммировании подынтегральной функции в ряде равноотстоящих точек с интервалом δ по частоте: $f_m = m\delta$. Пусть такие точки попадают в отрезок $f_m \in [f_{beg}, f_{end}]$ для индексов m_1, m_1+1, \dots, m_2 . Тогда вместо (15) получаем:

$$Q \approx \frac{|C(0, 0)|^2}{G \sum_{k=k_1}^{k_2} \sum_{m=m_1}^{m_2} |C(k, f_m)|^2}, \quad (16)$$

где $G = (m_2 - m_1 + 1)(k_2 - k_1 + 1)$ – число слагаемых в знаменателе (16).

Величина δ влияет на точность оценки интеграла. Чем меньше этот параметр, тем точнее оценка, и тем большего уровня подавления можно достичь. Однако чем меньше величина δ , тем больше число точек, контролируемых при синтезе опорной последовательности, и тем больше потери в отношении сигнал/шум.

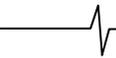
Преобразуем выражение (16). Так как в эту формулу входят значения ВКФ только при целочисленных сдвигах по времени, то вместо анализа непрерывных сигнала и опоры достаточно рассмотреть ВКФ дискретных последовательностей (2) и (3).

Для краткой записи вычислений в матричном виде дополним последовательность s_0 нулями до длины N . В данной работе будем использовать симметричное расположение дополнительных нулей относительно середины последовательности, так как асимметрия приводит к ухудшению исследуемых характеристик [3, 4]. Обозначим число нулей в начале и конце последовательности символом μ . Тогда общая длина равна $N = n + 2\mu$. Обозначим такую последовательность той же буквой, что и исходную, но без нулевого индекса:

$$s(\mu) = (0, 0, \dots, 0, s_{0 \text{ code}}, s_{1 \text{ code}}, \dots, s_{n-1 \text{ code}}, 0, 0, \dots, 0) = \{s_i\}, \quad i = 0, 1, \dots, N-1. \quad (17)$$

Аргумент μ этой последовательности для краткости будем опускать, если приводимые выражения справедливы при любом μ или если значение индекса очевидно из контекста.

Запишем выражение для ВКФ (9) в точках, входящих в (16):



$$C(k, f_m) = \frac{\sin[\pi f_m]}{\pi f_m} \exp[j\pi f_m] \times \sum_{i=0}^{N-1} x_i \exp(j2\pi f_m i) s_{i+k}^* \quad (18)$$

Индекс k ненулевых элементов ВКФ (18) принадлежит множеству $\Omega = \{-(n+\mu-1), -(n+\mu-1)+1, \dots, -1, 0, 1, \dots, n+\mu-1\}$.

Сумму в (18) можно представить в матричном виде:

$$\sum_{i=0}^{N-1} x_i \exp(j2\pi f_m i) s_{i+k}^* = \mathbf{x} \mathbf{E}(f_m) \mathbf{D}_k \mathbf{s}^*, \quad (19)$$

где $\mathbf{E}(f_m)$ – диагональная матрица с элементами на главной диагонали

$$e_{ii} = \exp(j2\pi f_m i), \quad (20)$$

а \mathbf{D}_k – $N \times N$ матрица сдвига последующего за ней вектор-столбца на k элементов вверх при неотрицательном k :

$$\mathbf{D}_k = \begin{pmatrix} \overbrace{0 \ 0 \ \dots \ 0}^{k+1} \ 1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0 \\ 0 \ 0 \ \dots \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ \dots \ 0 \\ 0 \ 0 \ \dots \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ \dots \ 0 \\ \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \\ 0 \ 0 \ 0 \ \dots \ \dots \ 0 \end{pmatrix}, \quad k \geq 0,$$

и на k элементов вниз при отрицательном k :

$$\mathbf{D}_{-k} = \mathbf{D}_k^T, \quad k > 0.$$

Тогда квадрат модуля ВКФ (18), входящий в (16), может быть представлен в виде

$$|C(k, f_m)|^2 = u(f_m) \mathbf{x} \mathbf{E}(f_m) \mathbf{D}_k \mathbf{s}^* \mathbf{s} \mathbf{D}_k^* \mathbf{E}^*(f_m) \mathbf{x}^*, \quad (21)$$

где $u(f_m) = \left[\frac{\sin[\pi f_m]}{2\pi f_m} \right]^2$, а сумма в знаменателе (16)

приобретает вид

$$\sum_{k=k_1}^{k_2} \sum_{m=m_1}^{m_2} |C(k, f_m)|^2 = \mathbf{x} \mathbf{R} \mathbf{x}^*,$$

где матрица \mathbf{R} не зависит от опорной последовательности \mathbf{x} и определяется выражением

$$\mathbf{R} = \sum_{k=k_1}^{k_2} \sum_{m=m_1}^{m_2} u(f_m) \mathbf{E}(f_m) \mathbf{D}_k \mathbf{s}^* \mathbf{s} \mathbf{D}_k^* \mathbf{E}^*(f_m), \quad (22)$$

или, меняя порядок суммирования:

$$\mathbf{R} = \sum_{m=m_1}^{m_2} u(f_m) \mathbf{E}(f_m) \left\{ \sum_{k=k_1}^{k_2} \mathbf{D}_k \mathbf{s}^* \mathbf{s} \mathbf{D}_k^* \right\} \mathbf{E}^*(f_m). \quad (22 \text{ а})$$

Нетрудно показать, что при одновременной перестановке в (22) матриц $\mathbf{E}(f_m)$, \mathbf{D}_k и \mathbf{D}_k^* , $\mathbf{E}^*(f_m)$ результат не изменяется. Поэтому матрица (22) может быть также представлена в виде

$$\mathbf{R} = \sum_{k=k_1}^{k_2} \mathbf{D}_k \left\{ \sum_{m=m_1}^{m_2} u(f_m) \mathbf{E}(f_m) \mathbf{s}^* \mathbf{s} \mathbf{E}^*(f_m) \right\} \mathbf{D}_k^*. \quad (22 \text{ б})$$

При программном вычислении матрицы \mathbf{R} формула (22б) в некоторых случаях предпочтительнее.

Формулы (22) легко обобщаются на случай зоны подавления Z произвольной конфигурации. Будем рассматривать зону Z как произвольное множество точек

вида $(k, m\delta)$ в плоскости время-частота. Тогда, повторяя проведенные рассуждения, нетрудно показать, что в этом случае суммирование в (22) производится по всем точкам вида $(k, m\delta)$, входящим в зону Z :

$$\mathbf{R} = \sum_{(k, m\delta) \in Z} w(k, m) u(f_m) \mathbf{E}(f_m) \mathbf{D}_k \mathbf{s}^* \mathbf{s} \mathbf{D}_k^* \mathbf{E}^*(f_m). \quad (23)$$

В эту формулу для общности добавлен также положительный вес $w(k, m)$ точки $(k, m\delta)$, что позволяет при синтезе получать различные величины подавления в различных точках зоны.

При введенных обозначениях максимизируемая функция приобретает вид

$$Q = G \frac{|\mathbf{x} \mathbf{s}^*|^2}{\mathbf{x} \mathbf{R} \mathbf{x}^*}. \quad (24)$$

Для дальнейшего упрощения этой формулы необходимо, чтобы матрица \mathbf{R} была положительно определенной. Выполнение этого свойства можно обеспечить, например, следующим образом. Добавим в зону Z все точки вида $(k, 0)$, соответствующие ВКФ при нулевой частоте. Вес $w(k, 0)$ соответствующих точек в (23) примем малым, чтобы влияние этого добавления на матрицу \mathbf{R} было незначительным. Так как все добавленные боковые лепестки не могут быть равны нулю одновременно, то величина $\mathbf{x} \mathbf{R} \mathbf{x}^* > 0$ положительна для всех ненулевых векторов \mathbf{x} , и, следовательно, матрица \mathbf{R} является положительно определенной. Далее будем считать, что матрица \mathbf{R} всегда содержит с малым весом точки временной оси.

Тогда существует единственный положительно определенный квадратный корень $\mathbf{R}^{1/2}$ из матрицы \mathbf{R} ; матрицы \mathbf{R}^{-1} и $\mathbf{R}^{-1/2}$ также являются положительно определенными и удовлетворяют соотношению $\mathbf{U} = \mathbf{U}^*$ [5].

Представим числитель (16) в виде

$$|C(0, 0)|^2 = |\mathbf{x} \mathbf{s}^*|^2 = |(\mathbf{x} \mathbf{R}^{1/2})(\mathbf{R}^{-1/2} \mathbf{s}^*)|^2. \quad (25)$$

Применяя к правой части (25) неравенство Коши-Буняковского, получаем

$$|\mathbf{x} \mathbf{s}^*|^2 \leq (\mathbf{x} \mathbf{R} \mathbf{x}^*) (\mathbf{s} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{s}^*). \quad (26)$$

Подставляя это выражение в (24), имеем

$$Q \leq G \mathbf{s} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{s}^*. \quad (27)$$

Максимальное значение параметра (27) достигается при условии коллинеарности входящих в (25) векторов:

$$\mathbf{x} \mathbf{R}^{1/2} = a \mathbf{s} \mathbf{R}^{-1/2}, \quad (28)$$

где a – некоторый коэффициент. Так как масштабный коэффициент a в данной работе несущественен, то, полагая его равным единице, из последнего соотношения получаем формулу для вычисления оптимальной последовательности \mathbf{x} :

$$\mathbf{x} = \mathbf{s} \mathbf{R}^{-1}. \quad (29)$$

В данной работе рассматриваются свойства решения (29) для прямоугольной зоны Z . Помимо граничных координат k_2, k_1, f_1, f_2 , использованных в (18), зону будем характеризовать также положением ее центра $z_0 = (z_t, z_f)$ и шириной $d_0 = (d_t, d_f)$ по координатам

время и частота. Эти параметры выражаются через граничные координаты следующим очевидным образом:
 $z_0 = [0, 5(k_2 + k_1); 0, 5(f_2 + f_1)]$,
 $d_0 = [(k_2 - k_1), (f_2 - f_1)]$. (30)

В качестве модулирующих последовательностей в данной работе рассматриваются последовательности Лежандра, являющиеся одним из лучших семейств с точки зрения параметров как АКФ, так и ВКФ [4, 6]. Последовательность Лежандра $\mathbf{z} = (z_0, z_1, \dots, z_{n-1})$ определена для простых длин $n = p$ и может быть построена следующим образом [6]. Символ z_i равен +1, если сравнение $x^2 \equiv i \pmod{p}$ имеет решение, и равен -1 в противном случае, $i = 1, 2, \dots, p-1$. Нулевой символ полагается равным +1. Модулирующая последовательность \mathbf{s}_0 получается циклическим сдвигом последовательности \mathbf{z} на $\lfloor rp \rfloor$ символов, где $r \in (0, 25; 0, 75)$, а выражение $\lfloor x \rfloor$ означает наибольшее целое, не превосходящее x . Таким образом

$$S_{i \text{ code}} = z_{(i + \lfloor rp \rfloor) \bmod p} \quad (31)$$

Именно эти последовательности далее в тексте называются последовательностями Лежандра.

Выбор шага по частоте

Уменьшение шага по частоте δ , с одной стороны, приводит к увеличению точности оценки интеграла в (15) и уровня подавления, а с другой, – к возрастанию потерь в отношении сигнал/шум. Рассмотрим, как изменяются характеристики ВКФ при использовании оптимальной опорной последовательности (29) в зависимости от величины шага δ .

В приводимых ниже результатах используются следующие параметры ВКФ. Первый из них уже описан – это отношение Q (16) энергии главного лепестка к среднеквадратичной энергии боковых лепестков в рассматриваемой зоне подавления. Второй параметр, который будем называть подавлением, – аналогичное отношение P уровня главного лепестка к уровню максимального бокового в той же зоне. Так как эти параметры изменяются в широких пределах, то ниже они вычисляются в децибелах: $10 \log Q$ дБ и $10 \log P$ дБ.

Следующий параметр, весьма важный для радиолокационных применений, – отношение сигнал/шум на выходе алгоритма вычисления ВКФ. В случае аддитивного гауссовского шума со среднеквадратичным значением σ это отношение может быть вычислено по формуле

$$SNR(\mathbf{s}, \mathbf{x}) = \frac{|c_M|^2}{\sigma^2 \sum_{k \in \Omega} |x_k|^2} \quad (32)$$

Величина уменьшения этого отношения по сравнению со случаем согласованной фильтрации называется энергетическими потерями, или просто потерями, оценивается в децибелах и вычисляется по формуле

$$L = 10 \log[SNR(\mathbf{s}, \mathbf{s}) / SNR(\mathbf{s}, \mathbf{x})] \quad (33)$$

Нетрудно видеть, что энергетические потери (33) не зависят от величины σ .

В приводимых ниже примерах и оценках перечисленных параметров рассматривается наиболее интересный случай, при котором длины сигнала и опоры совпадают: $n = N$.

На рис. 2 показан типичный пример поведения перечисленных параметров ВКФ как функций шага δ для сигнальной последовательности Лежандра длины $n = 139$. Расчеты выполнены для зоны с параметрами $z_0 = (20, 10/n)$, $d_0 = (6; 4/n)$. По оси абсцисс на графиках отложен двоичный логарифм шага по частоте, нормированного к характерному размеру $1/n$, на котором функция может измениться существенно. Оценка параметров подавления произведена путем вычисления ВКФ на прямоугольной сетке точек, плотность которых в 100 больше, чем при синтезе.

Параметры подавления P и Q быстро увеличиваются с уменьшением шага по частоте и достигают асимптотического уровня 120-160 дБ. Однако при этом потери в отношении сигнал/шум также значительно растут с 1 до 4 дБ. Существенно, что показанные на графике уровни подавления порядка 100 дБ и более технически недостижимы из-за различного рода неидеальностей в тракте обработки. Поэтому для снижения потерь целесообразно выбирать максимальную величину шага по частоте, обеспечивающую необходимый и реализуемый уровень подавления. В данной работе примем за целевой уровень подавления максимального бокового лепестка значение порядка 50 дБ, и все описываемые

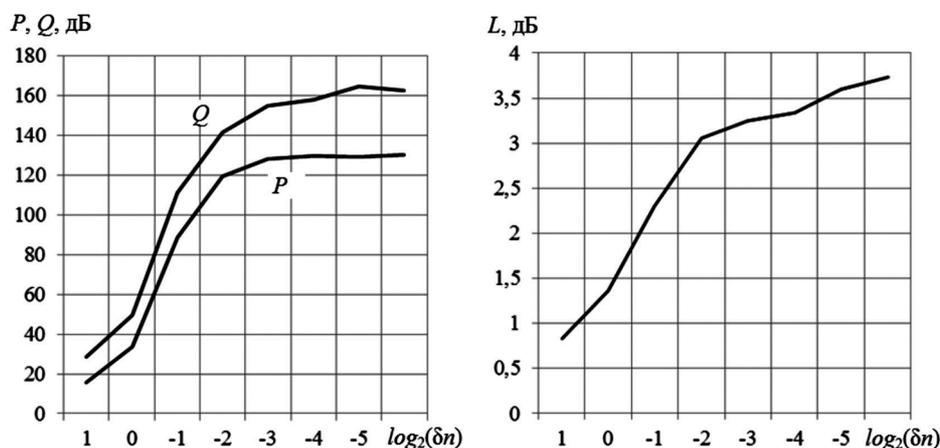


Рис. 2. Зависимость параметров ВКФ от шага по частоте

ниже результаты относятся к этому случаю. Таким образом, фактически ниже рассматриваются характеристики оптимальной ВКФ (в первую очередь, потери) при уровне лепестков в зоне подавления порядка 50 дБ. Для достижения такого уровня необходимая величина шага лежит в диапазоне $\delta = (0,5 \dots 1) / n$ (см. рис. 2).

Сделаем еще одно замечание. В работе [3] отмечено, что интеграл в (15) $\int_{f_{\text{beg}}}^{f_{\text{end}}} |C(k, f)|^2 df$ может быть вычислен аналитически. В описанном выше методе это соответствует пределу при стремлении шага по частоте к нулю $\delta \rightarrow 0$. Поэтому, как следует из приведенных выше результатов, аналитическое вычисление приводит к нереализуемому, излишне большому подавлению в зоне и неоправданно большим потерям. Более того, аналитическое вычисление интеграла не дает инструмента для изменения этих параметров. Поэтому в данной работе предлагается численная оценка интеграла, которая позволяет путем изменения величины шага по частоте δ найти компромисс между малым подавлением и большими потерями.

Зависимость потерь от площади зоны подавления

Количество переменных при синтезе опорной последовательности конечно и равно N . Поэтому очевидно, что подавить боковые лепестки возможно лишь в зоне конечной площади, в которой количество некоррелированных отсчетов не более N , а при условии малых потерь – еще меньше.

Результаты расчетов показывают, что основные параметры получаемой ВКФ слабо зависят от положения зоны подавления на плоскости и от ее конфигурации. Основным параметром, влияющим на характеристики ВКФ, является площадь зоны, которую в данной работе для случая рассмотренной выше прямоугольной зоны будем вычислять по следующей очевидной формуле:

$$S = d_t \cdot d_f = (k_2 - k_1) \cdot (f_2 - f_1). \quad (34)$$

Рассмотрим сначала зависимость потерь от площади зоны для небольших сдвигов центра зоны по оси времени относительно центра ВКФ. На рис. 3 показаны рассчитанные точки такой зависимости при $N = n$ для нескольких выбранных длин модулирующей последовательности в диапазоне $n = 70-500$, случайного положения зоны и ее ширине вдоль оси времени $z_t < 0,1N$.

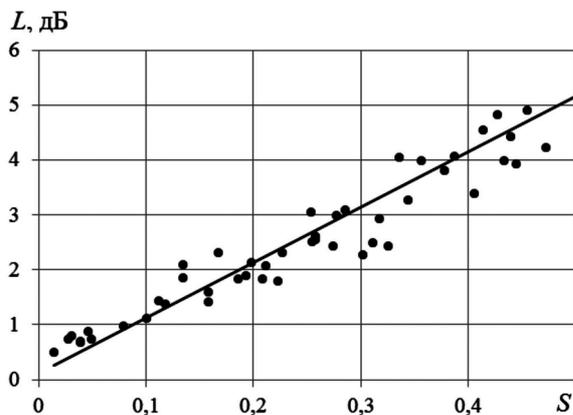


Рис. 3. Зависимость потерь от площади зоны

Опорные последовательности для рис. 3 синтезированы таким образом, чтобы уровень подавления максимального бокового лепестка ВКФ в зоне находился в диапазоне 50-60 дБ. Последовательности с таким уровнем получены путем итерационного вычисления по формуле (29) при варьировании шага δ по частоте.

Из рисунка следует, что чем больше площадь зоны, тем больше потери в отношении сигнал/шум, например, при площади $S = 0,1; 0,2; 0,3$ потери составляют примерно 1, 2 и 3 дБ соответственно. Прямая линия, соответствующая минимуму среднеквадратичного отклонения от рассчитанных точек, описывается уравнением $L = 10S + 0,1$.

Для многих практических задач такая площадь зоны в диапазоне 0,1-0,5 является вполне достаточной. Рассмотрим, например, сопровождение объекта на фоне мощной помехи от точечного помехового отражателя с известными координатами. Классическим способом сопровождения является формирование в каждом зондировании двух фильтровых каналов по каждому измерению, расставленных на величину разрешающей способности по соответствующей координате, которая составляет примерно 1 по оси времени и $1/n$ по оси частот. При обработке сигнала в описанной ситуации необходимо подавить боковые лепестки помехового отражателя в районе формируемых фильтров сопровождения рассматриваемого объекта. Площадь зоны, охватывающей эти фильтры, составляет $S = 1/n$, что при $n = 100$ соответствует величине 0,01. Ожидаемые потери при этом составляют всего 0,2 дБ.

Рассмотренный рисунок соответствует относительно малым сдвигам по времени центра зоны подавления относительно центра ВКФ. По мере увеличения этого сдвига характеристики улучшаются. Действительно, при этом уменьшается длительность отрезков сигнала и опоры, участвующих в формировании значений ВКФ в зоне подавления. Максимальная длительность такого отрезка реализуется на границе зоны, ближайшей к центру ВКФ, и имеет величину $t_{ef} = n - \min_{k_1 \leq k \leq k_2} |k|$, где k_1, k_2 – граничные координаты зоны по времени. Для зоны фиксированной ширины эта величина линейно уменьшается с ростом сдвига зоны вдоль оси времени. Следствием этого является расширение характерного размера по частоте, на котором ВКФ в зоне может измениться существенно, в соответствии с гиперболической зависимостью

$$f_{ef} = 1/t_{ef} = 1/(n - \min_{k_1 \leq k \leq k_2} k). \quad (35)$$

Поэтому число точек по частоте на фиксированном отрезке можно пропорционально уменьшить, а при фиксированном количестве точек – пропорционально увеличить площадь зоны.

Рис. 4 иллюстрирует расширение допустимой площади зоны при ее движении вдоль оси времени для последовательности Лежандра длины $n = 211$ при фиксированной ширине зоны вдоль оси времени $z_t = k_2 - k_1 = 6$ и примерно постоянных потерях. По оси абсцисс отложена величина сдвига центра зоны от середины ВКФ, по оси ординат – площадь зоны. Ширина зоны вдоль оси частот подбирается такой, чтобы уровень подавления

максимального бокового лепестка лежал в диапазоне 50-60 дБ. Наглядно видно, что до величины сдвига 160 площадь изменяется в соответствии с гиперболическим законом (35). Потери при этом остаются примерно постоянными в диапазоне 1,2-1,5 дБ.

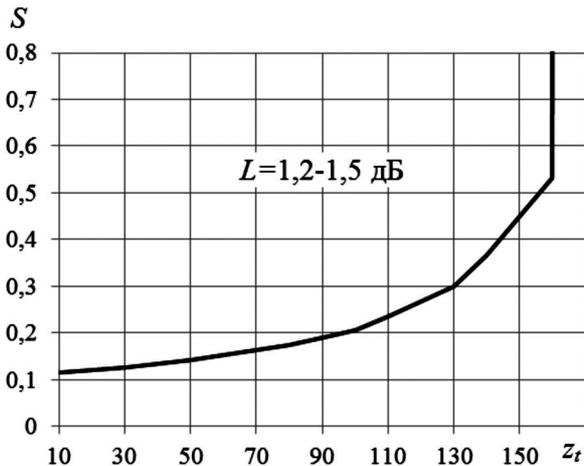


Рис. 4. Зависимость площади зоны от положения ее центра по оси времени

При дальнейшем увеличении величины сдвига синтез оптимальной опорной функции дает нулевое значение для отсчетов, участвующих в формировании членов ВКФ в зоне (на краю опорной функции). Это соответствует укорочению опоры таким образом, чтобы не было боковых лепестков в рассматриваемой зоне. При этом ширина зоны вдоль оси частот может быть расширена до произвольно большой величины, потери по-прежнему не увеличиваются, а величина подавления становится весьма значительной и ограничивается только выбранной величиной веса боковых лепестков на оси времени для регуляризации матрицы \mathbf{R} (22).

Ограничить эту величину подавления и несколько сократить потери возможно с помощью следующего искусственного приема. Большое подавление реализуется за счет того, что все боковые лепестки в знаменателе (16) близки к нулю. Чтобы этого не происходило, можно добавить к матрице \mathbf{R} (22) единичную матрицу с некоторым весом. Тогда знаменатель (24) не будет стремиться к нулю, и результирующая опорная функция будет иметь меньшее подавление и одновременно меньшие потери.

Две области подавления

Рассмотрим описанную в предыдущем пункте ситуацию сопровождения объекта на фоне мощного сигнала от точечного помехового отражателя с известными координатами. Описанная выше методика позволяет понизить боковые лепестки от мощной помехи в области сопровождаемого объекта. Однако при этом необходимо также, чтобы главный максимум ВКФ от этого объекта был хорошо различим на фоне его собственных боковых лепестков. Иными словами, боковые лепестки ВКФ вокруг главного максимума должны быть достаточно малыми.

Однако, описанная методика подавления лепестков в заданной зоне приводит к возрастанию боковых лепестков в других областях, причем тем больше, чем больше площадь зоны подавления. Например, для

$n = 211$ при возрастании площади зоны подавления от нуля до 0,5 уровень подавления боковых лепестков в зоне аналогичной конфигурации с центром в начале координат снижается от 23 до 10 дБ.

Получить необходимый уровень лепестков вокруг начала координат возможно путем добавления в зону подавления области вокруг начала координат. Рассмотрим случай, когда зона подавления содержит, как и ранее, прямоугольную область вокруг сопровождаемой цели с единичным весом, временную ось с малым весом для регуляризации матрицы \mathbf{R} (22), а также дополнительную прямоугольную область вокруг начала координат, конфигурация которой идентична конфигурации первой области подавления. Вес лепестков в этой области можно принять существенно меньшим, чем в основной области, так как обычно помеховый сигнал значительно превосходит сопровождаемый, и, следовательно, он требует большего подавления.

На рис. 5 показан пример характеристик для такого случая. Длины сигнальных последовательностей для рис. 5 выбирались случайным образом из простых чисел в диапазоне $n = 60-500$, положение зоны также выбиралось случайным образом при сдвиге центра от начала координат не более $0,5n$ и ширине $z_i \ll N$. Опорные последовательности синтезированы таким образом, чтобы уровень подавления максимального бокового лепестка ВКФ в основной зоне находился в диапазоне 50-60 дБ, а в дополнительной вокруг начала координат – 30-35 дБ. Такие последовательности получены, как и ранее, с помощью итерационного вычисления по формуле (25) путем варьирования шага между точками по частоте δ , а уровень подавления в дополнительной области – путем варьирования веса лепестков в дополнительной области.

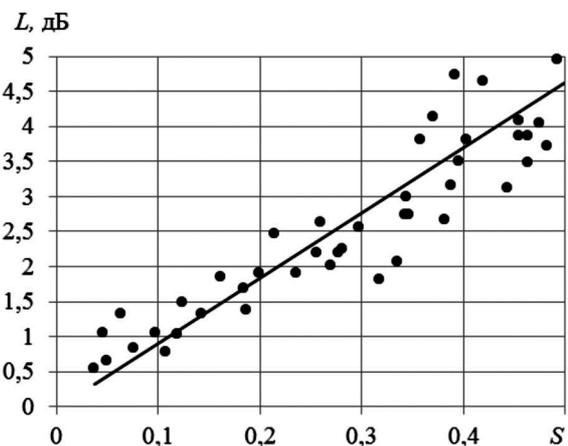


Рис. 5. Зависимость потерь от площади зоны (случай двух областей подавления)

Из рисунка следует, что, как и ранее, чем больше площадь зоны, тем больше потери в отношении сигнал/шум. Прямая линия, соответствующая минимуму среднеквадратичного отклонения от показанных точек, описывается уравнением $L = 9,3 S$, где S , как и ранее, площадь зоны, причем в данном случае зона содержит две области. Некоторое уменьшение величины коэффициента перед параметром S по сравнению со случаем одной области (рис. 3), связано с тем, что подавление в области вокруг начала координат снижено до 30-35 дБ.

Полученные характеристики удовлетворяют требованиям многих практических задач.

Заключение

В работе предложен метод синтеза оптимальных опорных последовательностей для несогласованной фильтрации ФКМ сигналов, позволяющий минимизировать среднеквадратичный уровень боковых лепестков ВКФ в заданной двумерной зоне плоскости время – частота. Метод является аналитически простым и без труда реализуется на персональном компьютере.

Фактически метод реализует минимизацию среднеквадратичного уровня лепестков на прямоугольной сетке точек в зоне подавления. Вместе с ростом плотности точек растет получаемое подавление лепестков, однако при этом растут и энергетические потери. Поэтому плотность расстановки этих точек является параметром алгоритма синтеза опорной последовательности, позволяющим найти компромисс между малым уровнем подавления лепестков и большими потерями.

В работе показано, что при увеличении площади зоны подавления лепестков энергетические потери растут. Варьирование параметров синтеза позволяет минимизировать эти потери при заданном уровне подавления боковых лепестков. При небольшой площади зоны $S = 0,1-0,3$ и уровне подавлении максимального бокового лепестка 50-60 дБ потери невелики и лежат в диапазоне 1-3 дБ. Указанная величина площади явля-

ется достаточной для решения многих практических задач.

Предложенный метод работоспособен при произвольной конфигурации зоны подавления. В частности, для зоны, содержащей две прямоугольные области подавления, основные соотношения параметров сохраняются.

Литература

1. Levanon N., Mozeson E. Radar Signals. John Wiley & Sons Inc. New Jersey. 2004. 412 p.
2. Трухачев А.А. Радиолокационные сигналы и их применения. М. Воениздат. 2005. 320 с.
3. Stoica P., Li J., and Xue M. Transmit codes and receive filters for radar. IEEE Signal Processing Magazine. Vol. 25. pp. 94–109. November 2008.
4. Зайцев Г.В., Кондранина Н.С., Литвинов Д.М. Оценка характеристик метода несогласованной фильтрации, минимизирующего интегральный уровень боковых лепестков фазокодоманипулированных сигналов. Цифровая обработка сигналов. № 1. 2017. с. 61-69.
5. Horn R.A., Johnson C.R. Matrix Analysis. Cambridge University Press. 1985. 652 p.
6. Jedwab J. A Survey of the Merit Factor Problem for Binary Sequences. Sequences and Their Applications. Proceedings of SETA 2004. ed. T. Hellesteth et al. Lecture Notes in Computer Science. Vol. 3486. pp. 30–55. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg. 2005.

ИНФОРМАЦИЯ

20-я Юбилейная Международная научно-техническая конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение -DSPA'2018»

Отвечая поставленным целям и задачам консолидации отечественных ученых и специалистов, работающих в области передовых информационных технологий реального времени, расширения международных научных связей и содействия внедрению высоких наукоемких технологий XXI века, Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи имени А.С. Попова совместно с компанией «AUTEX.Ltd» при поддержке РФФИ и при участии Федерального агентства по промышленности РФ, Министерства образования и науки РФ, Российской секции IEEE Signal Processing Society, Института радиотехники и электроники РАН, Института проблем управления РАН, ЗАО «МНИТИ», МГТУ им. Н.Э. Баумана, МТУСИ, МАИ, МЭИ, РГРТУ и других ведущих российских вузов и организаций, провели 28-30 марта 2018 г. в ИПУ РАН 20-ю Международную научно-техническую конференцию: «Цифровая обработка сигналов и её применение- DSPA'2018». В работе конференции приняли участие свыше 250 человек из 23 городов России и стран СНГ, а также представители ряда стран дальнего зарубежья.

Показательна география участников. Это, помимо большинства городов Центрального региона России, такие регионы и крупные города как: Калининград, Мурманск, Красноярск, Нижний Новгород, Ульяновск, Самара, Смоленск и другие российские города.

Работа конференции проходила по восьми секциям: «Теория сигналов и систем» (30 докладов, руководители – д.т.н., профессор Ю.С. Шинаков, д.т.н., профессор Д.С. Чирин); «Теория и методы цифровой обработки сигналов» (26 докладов, руководители – д.т.н., профессор Ю.А. Брюханов, д.т.н., профессор В.И. Джиган); «Обработка сигналов в системах телекоммуникаций» (27 докладов, руководители - д.т.н., профессор Ю.Н. Прохоров, к.т.н., профессор Санников В.Г.); «Обработка сигналов в радиотехнических системах» (29 докладов, руководители – д.т.н., профессор В.Г. Бартнев, к.т.н., профессор В.С. Сперанский); «Обработка и передача изображений» (33 доклада, руководители – д.т.н., профессор В.П. Дворкович, д.т.н., профессор, член-корр. РАН А.В. Дворкович); «Проектирование и техническая реализация систем ЦОС» (14 докладов, руководители – д.т.н., профессор В.В. Витязев, к.т.н., доцент В.Б. Стешенко); «Системы технического зрения, искусственного интеллекта и робототехники» (26 докладов, руководители – д.т.н., доцент А.Л. Приоров, д.т.н., профессор Фаворская М.Н., д.т.н., профессор М.К. Чобану). На конференции было заслушано более 170 докладов, по материалам которых изданы «Труды Конференции» в 2-томах, общим объемом 868 страниц.

В своем приветствии участники конференции член международного Оргкомитета, академик РАН А.С. Бугаев, в частности, отметил: «Уверен, что успешная работа Конференции «DSPA'2018» станет новым весомым вкладом в эффективное решение проблем цифровых информационных технологий реального времени и даст новый толчок к широкому практическому использованию методов и техники DSP в таких областях, как связь и системы управления, радиотехника и электроника, акустика и сейсмология, радиовещание и телевидение, измерительная техника и приборостроение».

На пленарном заседании, в день открытия конференции, были заслушаны 6 докладов, в которых нашли отражение вопросы развития современных информационных технологий обработки сигналов в области радиолокационных и телекоммуникационных систем, мультимедийных приложений, теории кодирования, параллельных модульных вычислений, перспективной элементной базы радиоэлектроники.

УДК 621.396.962.2

АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ С СУБМЕТРОВЫМ РАЗРЕШЕНИЕМ В МАЛОГАБАРИТНЫХ РЛС С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ

Рязанцев Л.Б., к.т.н., докторант ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: kernel386@mail.ru;

Купряшкин И.Ф., д.т.н., доцент, доцент кафедры ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: ifk78@mail.ru;

Лихачев В.П., д.т.н., профессор, профессор кафедры ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: lvp_home@mail.ru;

Гнездилов М.В., оператор научной роты ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: mvgnedilov@gmail.ru.

SUBMETRE RESOLUTION RADAR IMAGE GENERATION ALGORITHM FOR SMALLSIZED SYNTHETIC-APERTURE RADAR SYSTEMS

Ryazantsev L.B., Kupryashkin I.F., Likhachev V.P., Gnezdilov M.V.

The article introduces a modified Backprojection algorithm, which ensures formation of detailed radar images of the terrain surface for small-sized synthetic aperture Frequency Modulated Continuous-Wave radars. It is shown that the high quality of generated imagery in terms of the integrated sidelobe level for a point target mark is attained in case when the specific features of the trajectory signal phase modulation stemming from the signal's discrete nature and the motion of the SAR vehicle during the time of an individual pass are properly accounted for.

Key words: FMCW SAR, radar image synthesis, integrated sidelobe level, Backprojection.

Ключевые слова: РЛС с синтезированной апертурой антенны, непрерывное излучение, радиолокационное изображение, интегральный уровень боковых лепестков.

Введение

Интерес к использованию РЛС с синтезированной апертурой (РСА) при решении различных задач [1, 2] связан с их высокими информационными возможностями по всепогодному и круглосуточному мониторингу земной поверхности. Развитие науки и техники обуславливает постоянное совершенствование радиоэлектронной аппаратуры, направленное на снижение энергопотребления, стоимости и массогабаритных показателей. Так, если 10-15 лет назад малогабаритными считались РСА, масса которых не превышала несколько десятков килограмм (MiniSAR) [3], а 5-10 лет назад – единиц килограмм (ImSAR [4], а также РСА, разработанная авторами [5]), то уже в скором будущем можно ожидать появления радиолокаторов с массой менее одного килограмма, что обеспечит возможность их широкомасштабного использования в качестве полезной нагрузки для малых беспилотных летательных аппаратов.

Достижение таких показателей сопровождается проблемами, связанными не только со сложностью миниатюризации приемо-передающих трактов, антенных систем и систем цифровой обработки сигналов, но и с необходимостью разработки новых алгоритмов формирования детальных (с разрешением 0,5 м и лучше) радиолокационных изображений (РЛИ), учитывающих такие

Предложен модифицированный алгоритм Backprojection, обеспечивающий формирование детальных радиолокационных изображений земной поверхности в малогабаритных РЛС с непрерывным частотно-модулированным зондирующим сигналом. Показано, что строгий учет особенностей фазовой модуляции траекторного сигнала, обусловленных его дискретным характером и перемещением носителя РЛС в течение отдельного зондирования, обеспечивает достижение высокого качества формируемых изображений по показателю интегрального уровня боковых лепестков отметки точечного отражателя.

особенности рассматриваемых РСА, как малые размеры используемых антенн и применение в качестве зондирующих непрерывных частотно-модулированных сигналов. Так, при небольшой дальности съемки расширение диаграмм направленности антенн, обусловленное уменьшением их размеров, приводит к существенным отличиям законов изменения расстояния между РСА и отражателями, расположенными в различных участках одного и того же кадра РЛИ. Следствием этого является невозможность использования традиционных быстрых алгоритмов (Range-Doppler Algorithm (RDA), Chirp Scaling Algorithm (CSA) и др. [6]) для синтеза детальных изображений. В качестве решения обычно применяются различные варианты алгоритмов попиксельной двумерной согласованной фильтрации, объединенных в зарубежной литературе под общим названием Backprojection Algorithms (BPA) [7, 8]. Такие алгоритмы зачастую более просты в реализации, и, кроме того, обеспечивают формирование выходных РЛИ непосредственно в системе координат «горизонтальная дальность – путевая дальность».

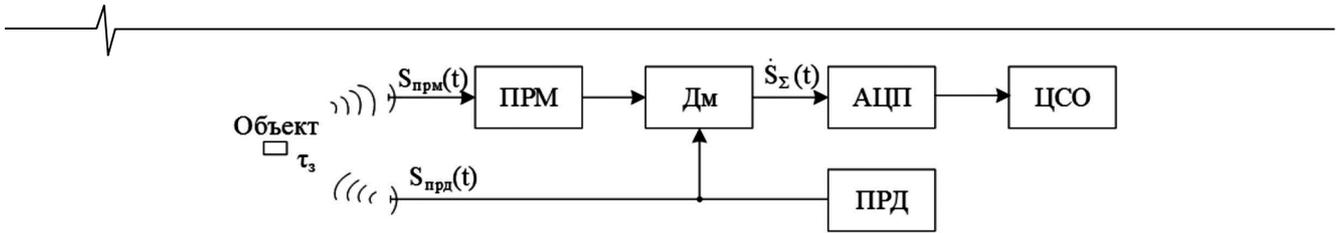


Рис. 1. Структурная схема РСА НИ: ПРМ – приемник; ДМ – демодулятор; ПРД – передатчик; АЦП – аналого-цифровой преобразователь; ЦСО – цифровая система обработки

Несмотря на отмеченные преимущества процесс синтеза РЛИ с использованием алгоритма ВРА характеризуется значительным объемом вычислений, и поэтому целью статьи является разработка его варианта, обеспечивающего существенное снижение требований к быстродействию и объему памяти вычислительного устройства без ухудшения качества формируемых изображений по сравнению с известными реализациями алгоритма ВРА.

Модель сигнала в РСА с непрерывным излучением

Начальным этапом разработки любого алгоритма синтеза РЛИ является задание модели траекторного сигнала, корректно учитывающей основные особенности функционирования РСА и процесса съемки картографируемой поверхности. Как правило, работа современных РСА непрерывного излучения (НИ) основана на демодуляции принимаемого эхо-сигнала зоны обзора путем его умножения на опорный сигнал передатчика и последующей низкочастотной фильтрации, с дальнейшим преобразованием в цифровую форму для регистрации и окончательной обработки (рис. 1).

При несимметричном законе модуляции сигнал, формируемый передатчиком (ПРД), представляет собой линейно-частотно-модулированное (ЛЧМ) колебание с шириной спектра Δf_c и периодом модуляции T_M

$$S_{\text{прд}}(t_m) = \cos\left(2\pi \int_0^{t_m} (f_0 + \mu t) dt + \psi_0\right) = \cos\left(2\pi \left(f_0 t_m + \frac{\mu t_m^2}{2}\right) + \psi_0\right), \quad t_m \in [0, T_M], \quad (1)$$

где f_0 , $\mu = \Delta f_c / T_M$, ψ_0 – начальная частота, скорость изменения частоты и начальная фаза ЛЧМ сигнала соответственно.

При использовании фацетной модели поверхности эхо-сигнал m, n -го отражателя (фацеты) (рис. 2) на входе приемника (ПРМ) РСА на k -м зондировании описывается выражением

$$S_{\text{прм}, m, n}(t_m, k) = A_{m, n} \cos\left(2\pi(f_0(t_m - \tau_{3m, n}(t_m, k)) + \frac{\mu(t_m - \tau_{3m, n}(t_m, k))^2}{2}) + \psi_0\right), \quad (2)$$

где $A_{m, n}$ – амплитуда эхо-сигнала, определяемая рассеивающими свойствами m, n -го отражателя, характеристиками РСА и трассы распространения; $\tau_{3m, n}(t_m, k) = 2R_{m, n}(t_m, k)/c$ и $R_{m, n}(t_m, k) = \sqrt{h_n^2 + x_{0m}^2 + (y_{0n} + V_n(t_m + kT_M))^2}$ – законы изменения

времени запаздывания эхо-сигнала и расстояния между РСА и отражателем соответственно (в предположении о равномерном и прямолинейном характере движения носителя на высоте h_n со скоростью V_n); c – скорость света; $x_{0m} = x_0 + m\Delta x$, $y_{0n} = n\Delta y - 0,5L_y$ – смещение отражателя по горизонтальной и путевой дальности относительно фазового центра антенны РСА в момент начала интервала синтезирования ($t_m = 0$, $k = 0$); $\Delta x = L_x / N_x$, $\Delta y = L_y / N_y$ – заданные размеры фацет по горизонтальной и путевой дальности, определяемые требуемой детализацией выходного РЛИ; L_x и L_y – линейные размеры формируемого кадра РЛИ по горизонтальной и путевой дальности соответственно; x_0 – ближняя граница кадра РЛИ; $m = 0, 1, \dots, N_x - 1$; $n = 0, 1, \dots, N_y - 1$; N_x , N_y – количество фацет, определяющее соответствующее количество отсчетов выходного РЛИ по координате горизонтальной и путевой дальности; $k = 0, 1, \dots, K - 1$, $K = \text{int}[T_c / T_M]$ – общее количество зондирований в течение интервала синтезирования апертуры с длительностью T_c , $\text{int}[x]$ – целая часть x .

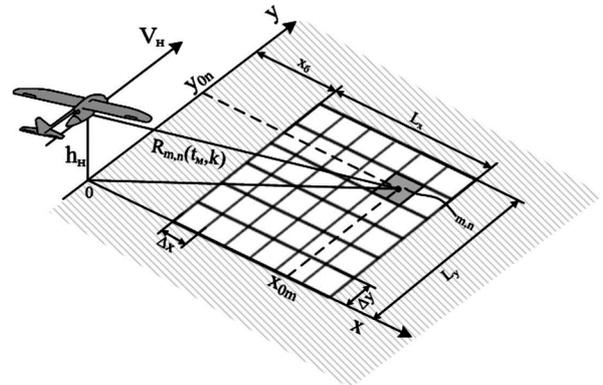


Рис. 2. Геометрия обзора земной поверхности РСА

Результатом перемножения принятого (2) и опорного (1) сигналов в демодуляторе, построенном по схеме квадратурного смесителя, является сигнал разностной частоты, комплексное представление которого описывается выражением

$$\dot{S}_{\text{рм}, m, n}(t_m, k) = A_{m, n} \exp\left(j \frac{4\pi R_{m, n}(t_m, k)}{c} (f_0 + \mu t_m - \mu \frac{R_{m, n}(t_m, k)}{c})\right) + \dot{\eta}(t_m, k), \quad (3)$$

где $\dot{\eta}(t_m, k)$ – реализация шума приемного канала на k -м периоде зондирования.

Учитывая, что вклад третьего слагаемого в результирующее значение фазы сигнала (3) в большинстве практических случаев может не учитываться вследствие его незначительности по сравнению с первым и вторым, выражение (3) можно переписать в виде

$$\begin{aligned} \dot{S}_{p_{m,n}}(t_m, k) = \\ = A_{m,n} \exp\left(j \frac{4\pi R_{m,n}(t_m, k)}{c} (f_0 + \mu t_m)\right) + \dot{\eta}(t_m, k). \end{aligned} \quad (4)$$

С учетом (4) входной сигнал АЦП можно представить как сумму демодулированных эхо-сигналов всех $N_x \times N_y$ фацет в пределах зоны обзора РСА

$$\dot{S}_{\Sigma}(t_m, k) = \sum_m \sum_n \dot{S}_{p_{m,n}}(t_m, k). \quad (5)$$

Анализ качества РЛИ, сформированных при использовании различных вариантов реализации алгоритма ВРА

С учетом принятой модели сигнала задачу процедуры синтеза РЛИ можно сформулировать как задачу формирования оценок амплитуд эхо-сигналов всех отражателей в зоне обзора РСА. Подход к ее решению, лежащий в основе работы всех вариантов алгоритма ВРА, состоит в двумерной согласованной фильтрации суммарного эхо-сигнала (5), выполняемой по отдельности для каждого m, n -го отражателя в зоне обзора РСА

$$\hat{A}_{m,n} = \left| \sum_{k=0}^{K-1} \int_0^{T_m} \dot{S}_{\Sigma}(t_m, k) \dot{S}_{\text{оп}1_{m,n}}(t_m, k) dt_m \right|, \quad (6)$$

$$\dot{S}_{\text{оп}1_{m,n}}(t_m, k) = \exp\left(-j \frac{4\pi R_{m,n}(t_m, k)}{c} (f_0 + \mu t_m)\right). \quad (7)$$

Опорная функция (7) представляет собой сигнал с единичной амплитудой и фазой, соответствующей взятой с противоположным знаком фазе демодулированного эхо-сигнала m, n -го отражателя (4).

После преобразования в цифровую форму общее количество комплексных отсчетов демодулированного сигнала (5), регистрируемых в течение интервала синтеза, составляет KN_s , где $N_s = F_s T_m$ – длина выборки отсчетов, регистрируемой в течение отдельного периода модуляции, F_s – частота дискретизации АЦП. Так как общее количество отсчетов опорной функции соответствует этому же значению, то вычисление (6) для всех отсчетов выходного РЛИ требует выполнения как минимум $KN_s \times N_x \times N_y$ операций комплексного умножения. Учитывая, что типовая длина выборки N_s составляет $(1...5) \times 10^4$, количество зондирований K на интервале синтеза – $(1...5) \times 10^3$, количество отсчетов выходного РЛИ при субметровом разрешении – $10^6...10^7$, то полное количество операций комплексного умножения составляет около $10^{13}...10^{15}$, следствием чего является значительная продолжительность процедуры синтеза даже при использовании высокопроизводительных вычислительных средств.

Значительное сокращение вычислительных затрат может быть достигнуто за счет предварительного сжатия сигнала $\dot{S}_{\Sigma}(t_m, k)$ по дальности [9]. Алгоритм фор-

мирования РЛИ в этом случае включает три основных этапа.

На первом этапе формируется двумерный дальностный портрет зоны обзора путем вычисления преобразования Фурье от сигнала (5) в каждом k -м периоде модуляции

$$\dot{S}_{\Sigma}(f, k) = \mathcal{F}\{\dot{S}_{\Sigma}(t_m, k)\} = \sum_m \sum_n \mathcal{F}\{\dot{S}_{p_{m,n}}(t_m, k)\}, \quad (8)$$

где $\mathcal{F}\{\cdot\}$ – оператор преобразования Фурье.

Если принять, что расстояние между РСА и m, n -м отражателем в течение k -го периода модуляции не изменяется, т.е. $R_{m,n}(t_m, k) = R_{m,n}(0, k)$ (так называемая модель stop-and-go [9]), то выражение (4) можно переписать в виде

$$\dot{S}_{p_{m,n}}(t_m, k) = A_{m,n} \exp\left(j \frac{4\pi R_{m,n}(0, k)}{c} (f_0 + \mu t_m)\right) + \quad (9)$$

$$\begin{aligned} + \dot{\eta}(t_m, k) = A_{m,n} \exp\left(j 2\pi \left(\frac{2f_0 R_{m,n}(0, k)}{c} + \right. \right. \\ \left. \left. + f_{R_{m,n}}(k) t_m\right)\right) + \dot{\eta}(t_m, k), \end{aligned}$$

где $f_{R_{m,n}}(k) = 2\mu R_{m,n}(0, k)/c$ – разностная (дальностная) частота демодулированного эхо-сигнала, определяемая расстоянием между m, n -м отражателем и носителем в начале k -го периода модуляции и обуславливающая миграцию отметок по дальности от зондирования к зондированию.

С учетом (9) выражение для сжатого по дальности эхо-сигнала отдельного m, n -го отражателя $\dot{S}_{p_{m,n}}(f, k) = \mathcal{F}\{\dot{S}_{p_{m,n}}(t_m, k)\}$ без учета шума приемника примет вид

$$\dot{S}_{p_{m,n}}(f, k) = \mathcal{F}\{\dot{S}_{p_{m,n}}(t_m, k)\} = \frac{A_{m,n}}{\sqrt{2\pi}} \times \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \times \exp\left(j \frac{4\pi f_0}{c} R_{m,n}(0, k)\right) \int_0^{T_m} \exp(j 2\pi (f_{R_{m,n}}(k) - f) t_m) dt_m = \\ = \frac{A_{m,n} T_m}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(j \frac{4\pi f_0}{c} R_{m,n}(0, k)\right) \text{sinc}(\pi T_m (f_{R_{m,n}}(k) - f)) \times \\ \times \exp(j \pi T_m (f_{R_{m,n}}(k) - f)). \end{aligned}$$

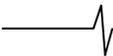
На втором этапе для каждого m, n -го отражателя формируются выборки отсчетов траекторного сигнала

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\text{тс}m,n}(k) = \dot{S}_{\Sigma}(f, k) \Big|_{f=f_{R_{m,n}}(k)} = \\ = \frac{A_{m,n} T_m}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(j \frac{4\pi f_0}{c} R_{m,n}(0, k)\right). \end{aligned} \quad (11)$$

На третьем этапе рассчитываются значения комплексных отсчетов выходного РЛИ путем суммирования всех K отсчетов сформированного вектора (11), предварительно умноженных на соответствующие k -е отсчеты опорной функции $\dot{S}_{\text{оп}2_{m,n}}(k)$

$$\hat{A}_{m,n} = \left| \sum_{k=0}^{K-1} \dot{S}_{\text{тс}m,n}(k) \dot{S}_{\text{оп}2_{m,n}}(k) \right|, \quad (12)$$

$$\dot{S}_{\text{оп}2_{m,n}}(k) = \exp\left(-j \frac{4\pi f_0}{c} R_{m,n}(0, k)\right). \quad (13)$$



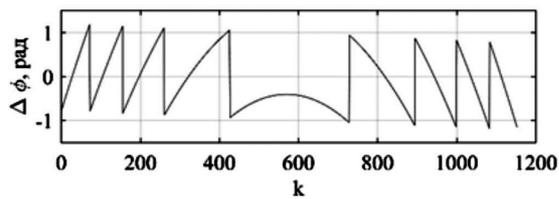
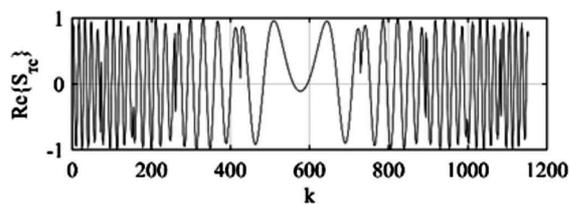
Количество операций комплексного умножения, необходимое для реализации алгоритма ВРА в соответствии (8-13), составляет $K \times N_x \times N_y + (KN_s/2) \log_2 N_s$, что практически в N_s раз меньше по сравнению с реализацией алгоритма на основе (6) и (7).

На практике обработка сигналов осуществляется в цифровом виде, а формирование дальностного портрета (8) – путем выполнения операции быстрого преобразования Фурье (БПФ). Выборка траекторного сигнала (11) в этом случае осуществляется из дальностного портрета с конечным числом отсчетов. Индекс отсчета b для каждого k и соответствующая ему частота $f_b(k)$ определяются как

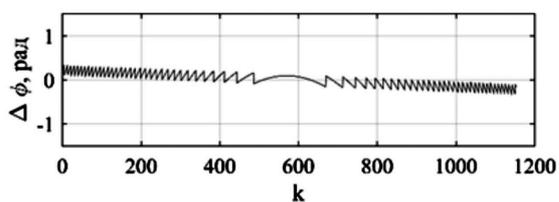
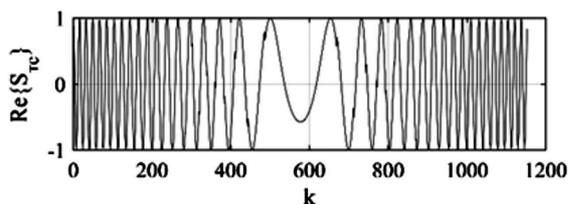
$$b_{m,n}(k) = \text{round}[f_{R_{m,n}}(k)/\Delta f_R], \quad (14)$$

$$f_{b_{m,n}}(k) = b_{m,n}(k)\Delta f_R, \quad (15)$$

где $\text{round}[\cdot]$ – оператор округления до ближайшего целого числа; $\Delta f_R = 1/(T_M K_{\text{ЧИ}})$ – шаг изменения дальностной частоты.



а) $K_{\text{ЧИ}} = 1$



б) – $K_{\text{ЧИ}} = 8$

Рис. 3. Вид сигнала $\text{Re}\{\dot{S}_{\text{TC}}\}$ ($x_0 = 550$ м, $y_0 = 50$ м) и фазы $\Delta\varphi(k)$

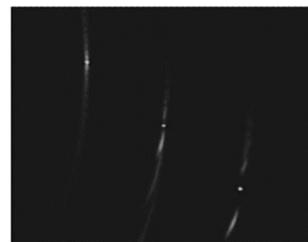
Дискретный характер дальностного портрета обуславливает появление скачков фазы в траекторном сигнале (11) в моменты изменения величины $b(k)$ (рис. 4), что приводит к увеличению интегрального уровня боковых лепестков (ИУБЛ) [6] отметки точечного отражателя (ТО) на РЛИ. Одним из способов уменьшения величины

скачков фазы и, как следствие, снижения ИУБЛ, является частотная интерполяция (ЧИ) дальностного портрета, осуществляемая путем $K_{\text{ЧИ}}$ -кратного дополнения нулевыми отсчетами выборки сигнала $\dot{S}_{\Sigma}(t_m, k)$ перед выполнением процедуры БПФ. На рис. 3 показан вид действительной части сигнала (11) и остаточной фазы $\Delta\varphi(k) = \arg(\dot{S}_{\text{оп2}}(k)S_{\text{TC}}^*(k))$ при различных $K_{\text{ЧИ}}$.

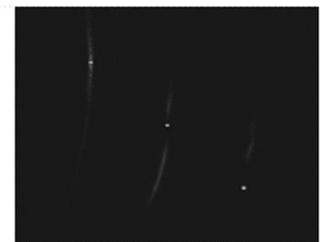
Отметки ТО на РЛИ, сформированных с использованием MATLAB (ЭВМ Intel Core i5-3,7 ГГц, 8 ГБ ОЗУ), для различных $K_{\text{ЧИ}}$ представлены на рис. 4, а соответствующие значения ИУБЛ и времени формирования РЛИ – в табл. 1.

Таблица 1 – Значения ИУБЛ для РЛИ (рис. 4)

Коэффициент ЧИ	ИУБЛ, %	$t_{\text{вып}}, \text{с}$
1x	29	5,6
2x	6,74	8,0
4x	0,70	11,5
8x	0,22	21,2
16x	0,09	63,7



а) $K_{\text{ЧИ}} = 1$



б) $K_{\text{ЧИ}} = 2$



в) $K_{\text{ЧИ}} = 4$



г) $K_{\text{ЧИ}} = 8$

Рис. 4. РЛИ точечных отражателей ($f_0 = 1,2$ ГГц, $\Delta f_c = 180$ МГц, $T_M = 1,7$ мс, $T_c = 2$ с, $F_s = 12$ МГц, $L_x = 200$ м, $L_y = 190$ м, $\Delta x = \Delta y = 1$ м) $x_{01} = 550$ м, $y_{01} = 50$ м, $x_{02} = 600$ м, $y_{02} = 0$ м, $x_{03} = 650$ м, $y_{03} = -50$ м), сформированные алгоритмом (8-13)

Анализ изображений, приведенных на рис. 4, и данных табл. 1 показывает, что для формирования качественных РЛИ необходимо выбирать $K_{\text{ЧИ}} > 4$, что пропорционально увеличивает объем памяти вычислительного устройства, требуемый для хранения комплексного дальностного портрета. Так, например, при $K = 1176$, $N_s = 10125$, $K_{\text{ЧИ}} = 8$ и представлении комплексных чисел в формате одинарной точности (восемь байт на отсчет) $N_6 = 8$ требуемый объем памяти составляет $K \times N_s \times K_{\text{ЧИ}} \times N_6 \approx 1,8$ Гб.

Модификация алгоритма ВРА, обеспечивающая повышение качества формируемых РЛИ при меньших вычислительных затратах и требованиях к объему памяти

Уменьшение ИУБЛ и повышение качества формируемых РЛИ может быть достигнуто не только за счет увеличения $K_{\text{чи}}$, но и за счет устранения скачков фазы в сигнале (11) путем предварительного перемножения выборки траекторного сигнала $\dot{S}_{\text{тс},m,n}(k)$ с корректирующим сигналом вида $\dot{S}_{\text{кор},m,n}(k) = \exp(j\Delta\varphi_{m,n}(k))$. Величина $\Delta\varphi_{m,n}(k)$ определяется разностью частот $f_{b,m,n}(k)$ и $f_{R,m,n}(k)$, а также крутизной $\mu_{\varphi} = -\pi T_m$ фазочастотного спектра простого радиоимпульса длительностью T_m .

$$\Delta\varphi_{m,n}(k) = \mu_{\varphi} (f_{R,m,n}(k) - f_{b,m,n}(k)). \quad (16)$$

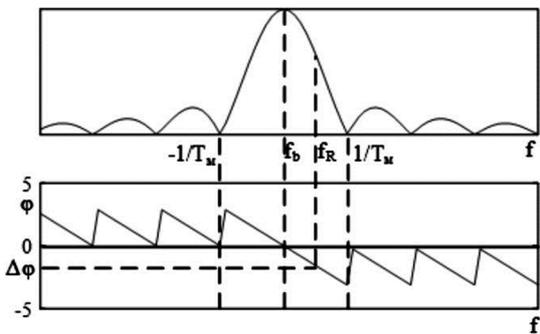


Рис. 5. К определению ошибки фазы $\Delta\varphi$

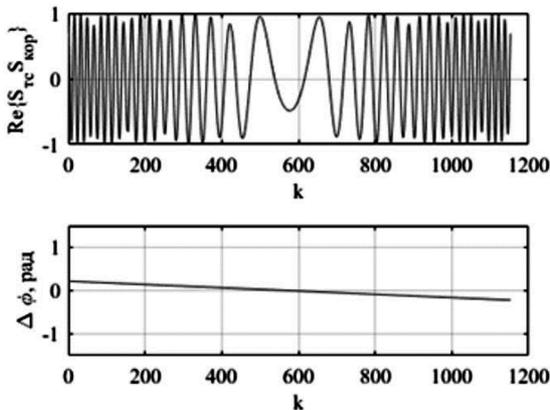


Рис. 6. Вид сигнала $\text{Re}\{\dot{S}_{\text{тс}}\dot{S}_{\text{кор}}\}$ и ошибки

фазы $\Delta\varphi$ ($x_0 = 550$ м, $y_0 = 50$ м) при $K_{\text{чи}} = 1$

С учетом (17) оценка амплитуд отсчетов выходного РЛИ осуществляется как

$$\hat{A}_{m,n} = \left| \sum_{k=0}^{K-1} \dot{S}_{\text{тс},m,n}(k) \dot{S}_{\text{оп}2,m,n}(k) \dot{S}_{\text{кор},m,n}(k) \right|. \quad (17)$$

Вид действительной части комплексного сигнала $\text{Re}\{\dot{S}_{\text{тс}}\dot{S}_{\text{кор}}\}$ и остаточной фазы $\Delta\varphi(k) = \arg(\dot{S}_{\text{оп}2} S_{\text{тс}}^* \dot{S}_{\text{кор}})$ после его умножения на $\dot{S}_{\text{оп}2}$ представлены на рис. 6, а фрагменты РЛИ ТО, сформированных в соответствии с (17) при различных $K_{\text{чи}}$, показаны на рис. 7. В табл. 2 приведены соответствующие значения ИУБЛ и времени формирования РЛИ. Их сравнение со значениями, при-

веденными в табл. 1, показывает, что коррекция (16), (17) обеспечивает снижение ИУБЛ до той же величины при значительно меньших значениях $K_{\text{чи}}$. Так, например, при наличии скачков фазы приемлемая величина ИУБЛ (около 0,7 %) достигается при $K_{\text{чи}} = 4$. При их устранении соизмеримое значение ИУБЛ, равное 0,67 %, достигается уже при $K_{\text{чи}} = 2$ с одновременным уменьшением времени формирования РЛИ на 23 % и двукратным снижением требуемого объема памяти.

Таблица 2 – Значения ИУБЛ для РЛИ (рис. 7)

Коэффициент ЧИ	ИУБЛ, %	$t_{\text{вып}}$, с
1x	2,62	6,9
2x	0,67	8,8
4x	0,12	12,7
8x	0,07	22,6
16x	0,06	71,3

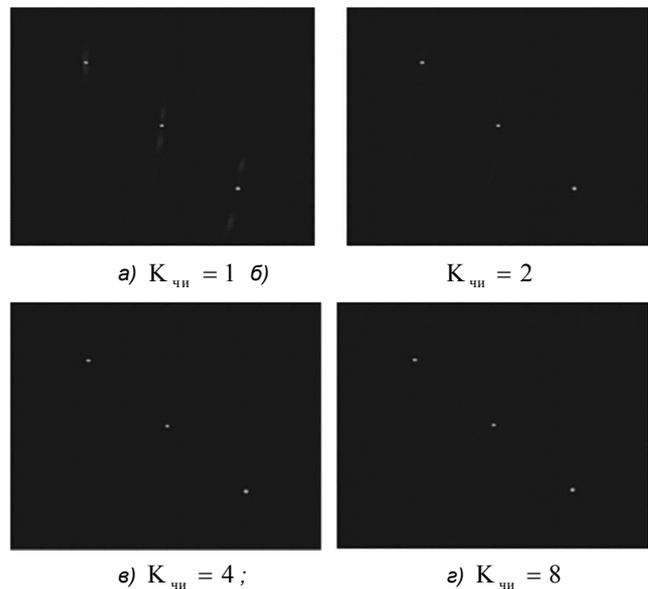


Рис. 7. Радиолокационные изображения точечных отражателей с учетом коррекции ошибки фазы

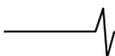
Учет движения носителя РСА в течение периода модуляции

Из анализа зависимости $\Delta\varphi_{m,n}(k)$ (рис. 6) следует, что после устранения скачков фаз в траекторном сигнале остается нескомпенсированный фазовый набег, характер которого близок к линейному. Наличие этого набега обусловлено отсутствием учета движения носителя в течение отдельного периода модуляции зондирующего сигнала при расчете опорной функции (13). Его компенсацию несложно выполнить путем дополнительного умножения (17) на корректирующий сигнал $\dot{S}_{\Delta\varphi_{m,n}}(k) = \exp(-j\Delta\varphi_{m,n}(k))$, то есть

$$\hat{A}_{m,n} = \left| \sum_{k=0}^{K-1} \dot{S}_{\text{тс},m,n}(k) \dot{S}_{\text{оп}2,m,n}(k) \dot{S}_{\text{кор},m,n}(k) \dot{S}_{\Delta\varphi_{m,n}}(k) \right|, \quad (18)$$

$$\Delta\varphi_{m,n}(k) = \arg \left(\dot{S}_{\text{оп}2,m,n}^*(k) \int_0^{T_m} \dot{S}_{\text{оп}1,m,n}(t,k) \exp(-j2\pi ft) dt \right). \quad (19)$$

Практически линейный характер зависимости $\Delta\varphi_{m,n}(k)$ позволяет избежать необходимости дополни-

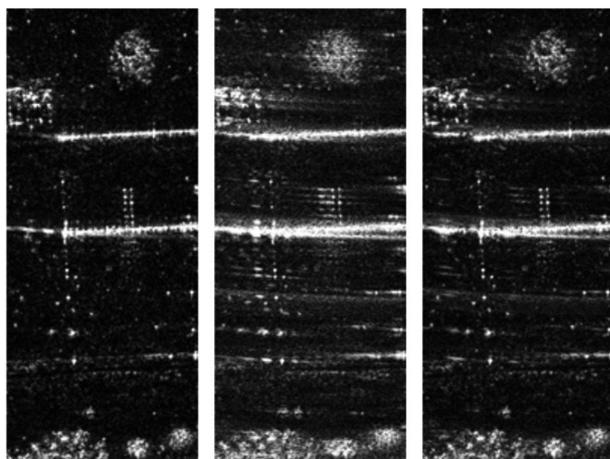


тельных вычислительных затрат на интегрирование (19) за счет использования аппроксимации вида

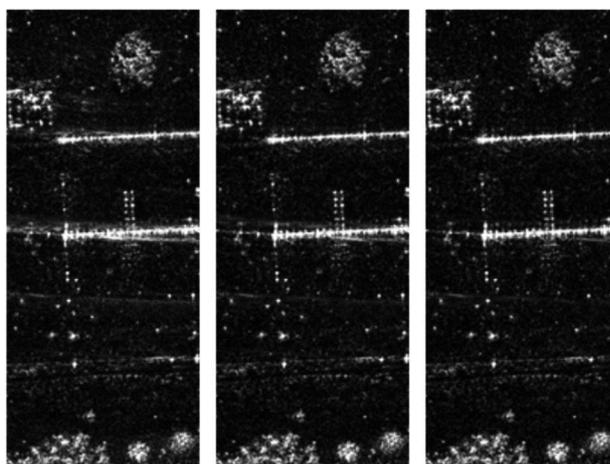
$$\Delta\varphi'_{m,n}(k) = k\Delta\varphi_{\max}/K + \Delta\varphi_{m,n}(0), \quad (20)$$

где $\Delta\varphi_{\max} = \Delta\varphi_{m,n}(K) - \Delta\varphi_{m,n}(0)$.

Эффект от наличия нескомпенсированного линейного фазового набега $\Delta\varphi_{m,n}(k)$, или, иначе, от наличия дополнительного частотного сдвига траекторного сигнала $\Delta f_{\text{дсм}} = \Delta\varphi_{\max}/(2\pi T_c)$, состоит в смещении отметки ТО по координате путевой дальности на величину $\Delta y_{\text{см}} \approx \Delta f_{\text{дсм}} x_0 \lambda_0 / (2V_n)$ [6]. Так, например, при $\Delta\varphi_{\max} = 0,5$ рад и $T_c = 2$ с значение $\Delta f_{\text{дсм}}$ составляет около 0,04 Гц, то есть при данных условиях съемки его величина на порядок меньше разрешающей способности по доплеровской частоте $\delta f_d = 1/T_c = 0,5$ Гц.



а) $K_{\text{чн}} = 1$ б) $K_{\text{чн}} = 1$ в) $K_{\text{чн}} = 2$



г) $K_{\text{чн}} = 4$ д) $K_{\text{чн}} = 8$ е) $K_{\text{чн}} = 16$

Рис. 8. Радиолокационные изображения, сформированные РСА НИ С-диапазона с коррекцией ошибки фазы: а) и без коррекции ошибки фазы: б) в) д) е)

На рис. 8 приведены фрагменты РЛИ дачного поселка (51,784420°N; 39,189338°E), сформированные по результатам обработки сигнала, зарегистрированного РСА НИ С-диапазона с борта беспилотного летательного аппарата «Мерлин-21Б» (разработчик АО «НИИ СТТ») [5]. Характеристики сигнала и условий съемки приведены в табл. 3.

Таблица 3 – Характеристики сигнала и условий съемки

Характеристика	Значение
Ширина спектра сигнала Δf_c	475 МГц
Период модуляции T_m	1,3 мс
Частота дискретизации АЦП F_s	24 МГц
Скорость полета V_n	108 км/ч
Высота полета h_n	202 м
Размеры кадра РЛИ $L_x \times L_y$	200 м × 200 м
Шаг пикселя (размеры facets) $\Delta x \times \Delta y$	0,25 м × 0,25 м
Удаление ближней границы кадра x_0	1100 м
Длительность интервала синтезирования T_c	3 с

Нетрудно заметить, что визуальное качество РЛИ, сформированного алгоритмом ВРА без коррекции ошибки фазы, сопоставимое с качеством РЛИ, сформированного модифицированной версией алгоритма, достигается лишь при восьмикратной частотной интерполяции дальностного портрета.

Заключение

Таким образом, предложенная реализация алгоритма ВРА в реальных условиях обеспечивает формирование высококачественных радиолокационных изображений при существенном снижении требований к быстродействию (более трех раз) и объему памяти (в восемь и более раз) вычислительного устройства по сравнению с известной за счет исключения этапа интерполяции двумерного дальностного портрета. В основном это достигается благодаря тому, что при расчете опорной функции учитываются тонкие особенности функции фазовой модуляции траекторного сигнала, обусловленные дискретным характером его представления в памяти. Также показано, что при использовании в качестве зондирующего непрерывного линейно-частотно-модулированного сигнала является необходимым включение в процесс обработки дополнительного этапа компенсации частотного сдвига траекторного сигнала, обусловленного перемещением носителя в течение отдельного зондирования.

Литература

1. Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б., Чередников И.Ю. Применение беспилотных летательных аппаратов для ведения тактической радиолокационной разведки // Военная мысль. 2016. № 3. С. 24-28.
2. Болкунов А.А., Рязанцев Л.Б., Сидоренко С.В. К вопросу оценки радиолокационной заметности вооружения, военной и специальной техники с применением беспилотных летательных аппаратов // Военная мысль. 2017. № 9. С. 70-73.
3. Sandia National Laboratories [Электронный ресурс] // URL: <http://www.sandia.gov> (дата обращения: 04.04.2018).
4. ImSAR LLC [Электронный ресурс] // URL: <http://www.imsar.com> (дата обращения: 04.04.2018).
5. Богомолов А.В., Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Малогабаритная двухдиапазонная РСА для беспилотного авиационного комплекса. Труды XXIX Всероссийского симпозиума «Радиолокационное исследование природных сред» / под общ. ред. М.М. Пенькова. СПб.: ВКА имени А.Ф. Можайского, 2015. Вып. 11. С. 237-242.
6. Школьный Л.А. Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений. М.: ВВИА им. Проф. Н.Е. Жуковского, 2008.
7. Duersch M. Backprojection for Synthetic Aperture Radar. Thesis for Ph.D. Brigham Young University, 2013.
8. Duersch M., Long D. Analysis of time-domain back-projection for stripmap SAR // International Journal of Remote Sensing, 2015. Vol. 36, No. 8, pp. 2010–2036.
9. Doerry A. Basics of Backprojection Algorithm for Processing Synthetic Aperture Radar Images. Sandia National Laboratories, 2016.

УДК 621.396

ДИАГНОСТИКА ЦИКЛИЧЕСКИХ СИСТЕМ С ПОМОЩЬЮ АЛГОРИТМА, ОСНОВАННОГО НА ФУНКЦИЯХ ГАУССА-ЭРМИТА

*Балакин Д.А., аспирант кафедры ОПТ Научно-исследовательского университета «МЭИ»,
e-mail: Bzzz86.balakin@yandex.ru;*

*Штыков В.В., к.т.н., профессор кафедры ОПТ Научно-исследовательского университета «МЭИ»,
e-mail: ShtykovVV@yandex.ru.*

DIAGNOSTIC OF THE CYCLIC SYSTEMS USING ALGORITHM BASED ON GAUSS-HERMITE FUNCTIONS

Balakin D.A., Shtykov V.V.

The cyclic system is an object which response is a quasi-periodic sequence of impulse signals. Such signals, for example, take place during the operation of dynamic systems: various machines and mechanisms, living organisms and other objects. Today, the actual direction is the digital processing of signals of cyclic systems with the purpose of their diagnostics. The frequency of responses of mechanical devices, along with speed and acceleration, is one of the important kinematic parameters by which the system is tested. The determination of the rhythm of biological signals is also one of the key directions in the diagnosis of biological systems.

The article is described the basic principles of digital implementation of the algorithm for processing quasi-periodic pulse signals using the Gaussian-Hermite functions (FGH). Using this algorithm it is possible not only to detect a defect, but also to trace its dynamics throughout the process under investigation.

Key words: cyclic system, quasi-periodic sequence of impulse signals, Gauss-Hermite functions.

Ключевые слова: циклическая система, квазипериодическая последовательность импульсных сигналов, функции Гаусса-Эрмита.

Введение

Разработанный нами алгоритм обработки квазипериодических импульсных сигналов с использованием функций Гаусса-Эрмита (ФГЭ) базируется на основных свойствах преобразования Эрмита (ПЭ). Изменение масштаба ФГЭ заимствовано из теории вейвлет-преобразования. Принятие решения о наличии сигнала выносится по максимумам корреляционной функции, что соответствует классической теории оптимальной фильтрации (ТОФ). Алгоритм обработки можно представить структурной схемой, показанной на рис 1.

Сигнал $f(t)$, получаемый от исследуемой системы (ИС), представляет собой последовательность квазипериодических импульсов. Причем в различные такты импульсы могут иметь разную длительность. В роли ИС может выступать некое устройство, механизм или биообъект.

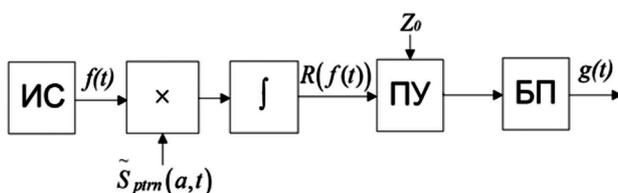


Рис. 1. Структурная схема алгоритма обработки сигнала

Сигнал $f(t)$, получаемый от исследуемой системы (ИС), представляет собой последовательность квазипериодических импульсов. Причем в различные такты им-

Под циклической системой подразумеваются такие объекты, отклики которых представляют собой квазипериодическую последовательность импульсных сигналов. Такие сигналы, например, возникают в процессе функционирования динамических систем: различных машин и механизмов, живых организмов и прочих объектов. Сегодня, актуальным направлением является цифровая обработка сигналов циклических систем с целью их диагностики. Периодичность откликов механических устройств, наряду со скоростью и ускорением, является одним из важных кинематических параметров, по которому осуществляется проверка работоспособности системы. Определение ритмики биологических сигналов также является одним из ключевых направлений в диагностике биологических систем.

В статье излагаются основные принципы цифровой реализации алгоритма обработки квазипериодических импульсных сигналов с использованием функций Гаусса-Эрмита (ФГЭ). С помощью этого алгоритма можно не только обнаружить дефект, но и проследить его динамику на всем исследуемом процессе.

пульсы могут иметь разную длительность. В роли ИС может выступать некое устройство, механизм или биообъект.

С целью диагностики процесса функция $f(t)$ перемножается с опорным сигналом (ОС) $\tilde{S}_{prn}(a, t)$, представляющим собой некоторую особенность или неоднородность в $f(t)$, динамику которой хотим проследить и вычисляется корреляционный интеграл. Результирующее выражение $R(f(t))$, представляющее собой взаимнокорреляционную функцию (ВКФ), поступает на пороговое устройство (ПУ), где осуществляется его сравнение с пороговым значением Z_0 . Согласно статистиче-

ской теории информации пороговое значение может представлять собой диапазон значений ВКФ, в пределах которых можно говорить об исправности устройства или о здоровье пациента. Блок преобразования (БП) осуществляет преобразование $R(f(t))$ в функцию $g(t)$ такого вида, по которой можно судить о состоянии системы. В качестве такой функции, отражающей ритмику процесса, может выступать, как пример, графический аппарат, принятый для отображения variability сердечного ритма – ритмограмма [1].

В целом, схема, показанная на рис. 1, представляет собой классическую схему корреляционного приемника, определенную в ТОФ. Принципиально новым элементом в предлагаемом алгоритме является построение ОС на основе ортогонального базиса функций Гаусса-Эрмита. Отличие от классической трактовки в ТОФ заключается в том, что корреляционный интеграл строится на основе широко известного интегрального выражения вейвлет-преобразования (ВП). Благодаря основным свойствам ВП (масштабирование, локализация), удается построить ОС с меньшими вычислительными затратами, а также проследить динамику изменения длительности ОС в исследуемом процессе. Использование заложенных в ВП математических приемов, переводит алгоритм обработки на качественно новый уровень. Он способен не только обнаружить сигнал, но и диагностировать ту или иную аномалию или дефект в ИС.

Описание алгоритма

На рис. 2 представлена блок-схема алгоритма обработки квазипериодических импульсных сигналов с использованием ФГЭ.

На первом этапе осуществляется построение некоего эталонного сигнала (ЭС), который отражает особенности или неоднородности системы в исправном или, наоборот, в неисправном состоянии. Он может быть построен на основании математической или эмпирической модели. Однако очень часто в реальных задачах невозможно построить адекватную модель, которая описывает все необходимые свойства сигнала. Поэтому ЭС можно получить путем выделения интересующего нас фрагмента непосредственно из записи сигнала исследуемого процесса.

В соответствии с алгоритмом (рис 2) задается значение ошибки аппроксимации. Она определяется статистической информацией об исследуемой системе. Стоит отметить, что если такой информации нет, то путем вариации этой ошибки можно получить статистическую оценку формы сигнала в исследуемой последовательности, что также является дополнительной информацией при диагностике квазипериодической системы.

Далее задается начальное значение масштаба и его шаг вариации, т.е. в каком диапазоне мы будем изменять масштаб. Эти параметры определяются из длительности вырезанного фрагмента с помощью функции Гаусса (ФГЭ нулевого порядка). Меняя масштаб функции Гаусса, можно примерно оценить диапазон значений m , в котором будет построен опорный сигнал. Этот этап необходим только для того, чтобы сузить область

вариации m , что влечет за собой уменьшение вычислительной нагрузки на устройство, в котором реализован алгоритм. В обработке в масштабе реального времени этот этап опускается, и вариация значений q и m осуществляется в широком диапазоне.

Построение ОС осуществляется на основе ЭС. Выделенный фрагмент раскладывается в базисе ФГЭ. Формула (1) описывает спектр сигнала в пространстве ФГЭ:

$$A_q(a) = \sum_{k=-K}^K S_{pivn}(t_k) \Psi_q(t_k/a), \quad (1)$$

где $S_{pivn}(t_k)$ – эталонный сигнал, $t_k = \Delta t \cdot k$, Δt – шаг (период) дискретизации, $k = -K, \dots, -1, 0, 1, \dots, K$, $K = N_{pivn}/2$, N_{pivn} – число отсчетов ЭС, определяющее его границы по времени (длительность выделенного эталона) по уровню $\pm 3\Delta t = 3/K$, Ψ_q – ФГЭ q -го порядка; a – масштаб ФГЭ, представляемый в дискретном виде как $a = 2^m$.

Дискретный эталонный сигнал представляется в виде вектора

$$S = \begin{pmatrix} * \\ S_{pivn}(t_k) \\ * \end{pmatrix}.$$

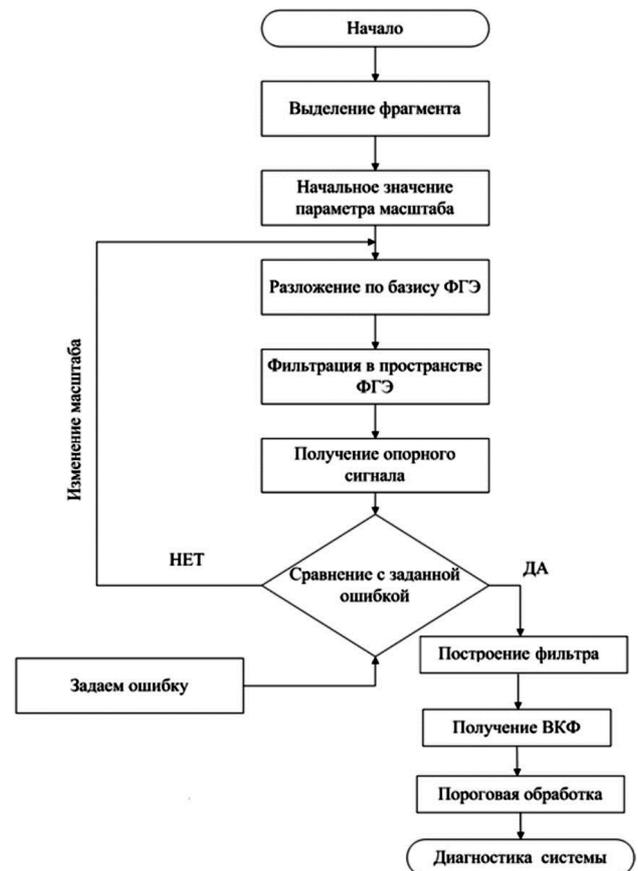


Рис. 2. Блок-схема алгоритма обработки квазипериодических импульсных сигналов ФГЭ имеют вид матрицы с элементами задающими следующим выражением:

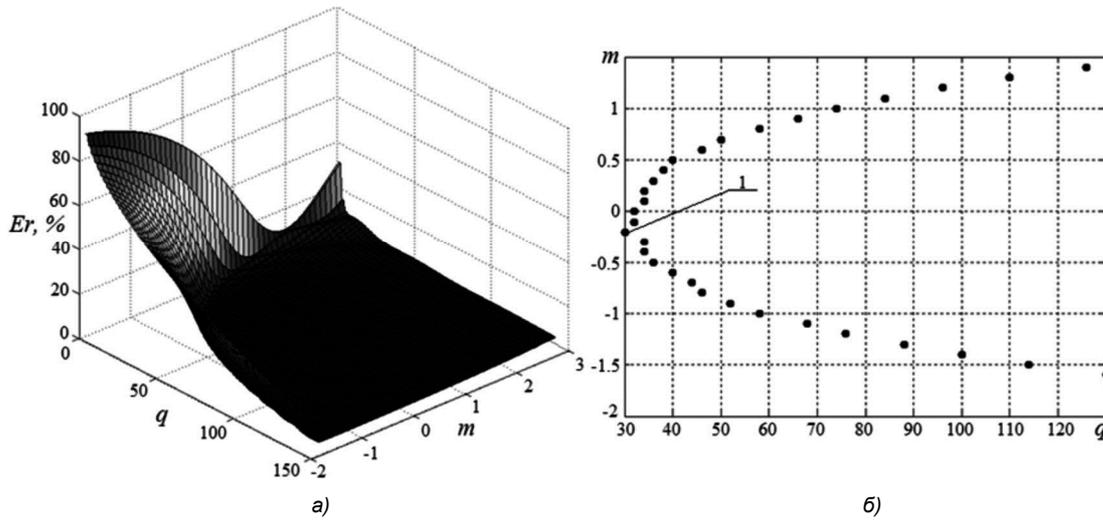


Рис. 3. Общий вид ошибки аппроксимации (а), 1% ошибка аппроксимации прямоугольного импульса (б)

$$\Psi_q(t_k) = \frac{H_q(t_k) \exp\left(-\frac{t_k^2}{2^m}\right)}{\sqrt{q! 2^q} \sqrt{\pi}}, \quad (2)$$

где $H_q(t_k)$ – полиномы Эрмита [2].

Тогда спектр (1) в базисе ФГЭ можно записать в векторной форме:

$$\mathbf{A} = \tilde{\Psi} \mathbf{S}. \quad (3)$$

Процедура формирования матрицы $\tilde{\Psi}$ выглядит следующим образом: первые две строки заполняем с учетом свойств симметрии ФГЭ, начиная от центра строк.

$$\begin{vmatrix} \Psi_0(t_{-K}) & * & \Psi_0(t_k) & * & \Psi_0(t_k) \\ -\Psi_1(t_{-K}) & * & 0 & * & \Psi_1(t_k) \end{vmatrix}.$$

Последующие строки заполняются с использованием известного рекуррентного соотношения для полиномов Эрмита [2]:

$$\Psi_{q+1}(t_k) = t_k \sqrt{\frac{2}{q+1}} \Psi_q(t_k) - \sqrt{\frac{q}{q+1}} \Psi_{q-1}(t_k).$$

На основе обратного преобразования Эрмита строится опорный сигнал. В дискретной форме он имеет следующее представление:

$$\tilde{S}_{ptm}(t_k, m) = \frac{1}{\sqrt{2^m}} \sum_{q=0}^Q W(q, q_c) A'_q \Psi_q(t_k, m) \rightarrow \tilde{S}_{ptm}(t_k, m) = \begin{vmatrix} A'_0 & A'_1 & * & A'_n \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \Psi_0 \\ \Psi_1 \\ * \\ \Psi_n \end{vmatrix} = \mathbf{A}' \Psi(t_k), \quad (4)$$

где $W(q, q_c)$ – коэффициент передачи сглаживающего фильтра в пространстве ФГЭ, A' – вектор произведения $A'_q W(q, q_c)$. Сглаживающий фильтр необходим для ослабления «явления Гиббса» в пространстве ФГЭ. Он строится на основе хорошо известных классических аппроксимаций.

После построение опорного сигнала вычисляется ошибка аппроксимации, которая сравнивается с заданной ранее ошибкой ($Er0$).

Изменяя параметр масштаба m , можно добиться реализации опорного сигнала $\tilde{S}_{ptm}(t_k, m)$ с заданной точностью при наименьших вычислительных затратах. Ошибка аппроксимации имеет вид:

$$Er(m, Q) = \frac{\sum_{k=-K}^K \left(\tilde{S}_{ptm}(t_k, m) - S_{ptm}(t_k) \right)^2}{\sum_{k=-K}^K S_{ptm}^2(t_k)} 100\% \quad (5)$$

Ее значение характеризует точность или критерий допустимого отклонения между эталоном и опорным сигналом. Функция (5) представляет собой поверхность в пространстве параметров m, Q .

В качестве примера, на рис. 3 а представлена поверхность ошибки аппроксимации прямоугольного импульса. На рис. 3 б показано сечение этой поверхности в плоскости с заданным значением $Er(m, Q)$, равным 1%. На рис. 3 б можно обнаружить точку, в которой заданная точность достигается при наименьшем числе ФГЭ (точка 1). Это уменьшает размерность матрицы ФГЭ и увеличивает скорость вычислений.

После определения минимального q , находим соответствующее ему значение m . В соответствии со схемой, представленной на рис. 1, далее проводится вычисление корреляционного интеграла. Эта процедура требует значительных затрат времени. Поэтому для увеличения скорости вычисления целесообразно перейти из пространства времени в частотную область. В соответствии с теорией оптимальной фильтрации корреляционный интеграл можно заменить перемножением спектра исследуемого процесса и коэффициента передачи согласованного фильтра [3]. В нашем случае его частотная характеристика представляется в виде ряда ФГЭ¹:

¹ Это связано с фундаментальными свойствами ФГЭ [4].

$$\dot{K}_q(f_n, m) = \sum_{n=0}^Q j^q \sqrt{\frac{\sqrt{\pi}}{q! 2^{q-1}}} \exp(-0,5(2^m)^2 f_n^2) H_n(2^m f_n), \quad (6)$$

где $f_n = \frac{1}{N\Delta t} n$ – дискретные значения частоты равные, $n = 0, 1, \dots, N-1$.

Формула (6) показывает, что фильтр на основе ФГЭ способен выделить целый набор отличительных признаков сигнала. Это расширяет возможности диагностики состояния объекта по сравнению с традиционным ВП.

На рис. 4 представлена структурная схема цифровой фильтрации. Исследуемый процесс $f(t)$ в дискретной форме записывается как $S_{in}(t_k)$.

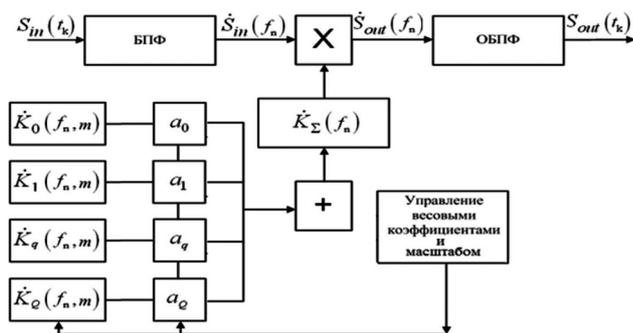


Рис. 4. Структурная схема цифровой фильтрации, выделяющая фрагмент сигнала, состоящий из некоторого набора признаков

Схему фильтрации можно свести к матричной форме, где каждый столбец характеризует тот или иной дефект или патологию (рис. 5). Такая форма представления обладает гибкой структурой, т.е. достаточно записать матрицу весовых коэффициентов фильтров в память программируемой логической интегральной схемы для формирования конечного устройства анализа сигнала. Также появляется возможность параллельной обработки, что увеличивает скорость вычисления.

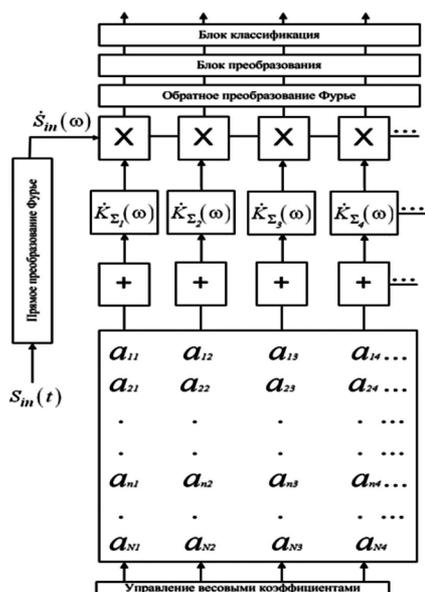


Рис. 5. Матричное представление фильтрации на основе ФГЭ

После пороговой обработки сигнала $S_{out}(t_k)$, осуществляется построение диагностической функции $g(t)$, которая решает конечную задачу диагностики.

В целом полученного результата достаточно для диагностики квазипериодической системы. Однако ритмику можно уточнить, воспользовавшись функционалом, построенного на базе неравенства Коши-Боньяковского [5]:

$$F(t_k, m) = \sqrt{E_s} - \left| \frac{1}{2\pi\sqrt{a}} \sum_{n=0}^{N-1} \dot{S}_{in}(f_n) \dot{K}_q^*(f_n, m) \exp\left(\frac{j2\pi f_n t_k}{N}\right) \right|. \quad (7)$$

Для этого меняется значение параметра масштаба цифрового фильтра. Целесообразно задать новый диапазон m в узком интервале, так как мы осуществляем уточнение координат масштаба и, следовательно, местоположение ОС. В результате формируется функционал или поверхность, на которой присутствуют множество экстремумов (минимумов), соответствующих количеству ОС в исследуемом процессе. Процесс обработки сводится к решению многоэкстремальной задачи. Для решения подобного рода задач используются численные методы, реализующие построение траекторий вдоль которых убывает функция. В частности, в разработанном нами алгоритме используется метод наискорейшего спуска, где в качестве начальных точек выступают координаты рассчитанной ВКФ.

В результате такой обработки мы получаем уточненную информацию о местоположениях ОС, следовательно, более точную ритмограмму или скаттерграмму. Кроме того, имеем зависимость изменения длительности ОС в исследуемом процессе, что также может являться дополнительной диагностической информацией.

Заключение

В статье представлены основные принципы построения алгоритма обработки квазипериодических импульсных сигналов. Цифрой фильтр выделяет фрагмент сигнала, состоящий из некоторого набора признаков. Тем самым удается построить импульсную характеристику фильтра практически любой формы, что расширяет класс анализируемых сигналов. Матричная схема фильтра позволяет сформировать некий банк фильтров, где каждый столбец характеризует тот или иной дефект исследуемой системы. Адаптация фильтра на основе неравенства Коши-Боньяковского позволяет определить не только местоположения каждого импульса на оси времени, но и длительность каждого из них.

Литература

1. Кудинов А.Н., Лебедев Д.Ю., Рыжиков В.Н. и др. Самоподобие скаттерограммы мгновенного сердца ритма. // Вестник ТвГУ. Серия: Прикладная математика. Клиническая информатика и телемедицина, 2014, №3. С. 105-115.
2. Янке Е. Специальные функции / Е. Янке, Ф. Эмде, Ф. Лёш // Москва: Наука, 1964. – 344 с.
3. Балакин Д.А. Построение ортогонального банка фильтров на основе преобразований Эрмита для обработки сигналов / Д.А. Балакин, В.В. Штыков // Журнал радиоэлектроники. – 2014. – № 9.
4. Градштейн И.С. Таблицы интегралов, сумм рядов и произведений / И.С. Градштейн, И.М. Рыжик. – Москва: Физматгиз, 1963. – 1100 с.
5. Баскаков, С.И. Радиотехнические цепи и сигналы / С.И. Баскаков // Москва: Высш. школа, 2000. – 450 с.

УДК 621.372.54

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕОРИИ ДИСКРЕТИЗАЦИИ ПРИ ЧИСЛЕННОМ ИНТЕГРИРОВАНИИ ФУНКЦИЙ

Сорока Е.З., к.т.н., главный научный сотрудник ЗАО «МНИТИ» (Московский научно-исследовательский телевизионный институт), e-mail: soroka@mniti.ru.

SOME SAMPLING THEORY APPLICATIONS TO NUMERICAL INTEGRATION OF E.Z. FUNCTIONS

Soroka E.Z.

The most popular numerical integration methods (rectangle rule, trapezoidal rule, parabolic rule, and 3/8 rule) have been examined by means of the sampling theory while the reconstruction of functions realized by low-pass filters with certain pulse responses. Verified that (under fixed number of samples) numerical integration gives exactly the same results on application of rectangle rule and trapezoidal rule, as well as under using pulse responses with some symmetry.

Key words: numerical integration, sampling theory, low-pass filter, pulse response.

Ключевые слова: дискретизация, восстановление функции по отсчетам, НЧ-фильтрация, импульсная характеристика.

Введение

Численное интегрирование функций позволяет получить значение определенного интеграла с требуемой степенью точности. Способы численного интегрирования основаны на замене интеграла конечной суммой [1–4]:

$$\int_a^b f(x) dx \approx \sum_{k=1}^n c_k f(x_k), \quad (1)$$

где c_k – числовые коэффициенты, значения которых определяются выбранным методом интегрирования, а x_k – узлы интегрирования, причем

$$x_k \in [a, b], k = 1, \dots, n. \quad (2)$$

Интервал интегрирования $[a, b]$ делится на n элементарных одинаковых отрезков, так что длина каждого (шаг отсчетов) составляет

$$h = (b - a) / k. \quad (3)$$

При этом $f(x_k)$ можно рассматривать как значения последовательных дискретных отсчетов функции $f(x)$, следующих с интервалом h , что иллюстрирует рис. 1. Здесь показана исходная функция (синим цветом) и k ее дискретных отсчетов.

Предлагается при изучении численного интегрирования использовать «радиотехнический» подход, при котором решение задачи фактически сводится к оптимальному восстановлению продискретизированной функции по отсчетам.

При этом можно использовать правила дискретизации, вытекающие из теоремы отсчетов Котельникова. В частности, восстановление функции по отсчетам, а, следовательно, и вычисление интеграла получается более точным при использовании:

– во-первых, большего числа отсчетов на заданном интервале;

Возможности численного интегрирования функций с применением наиболее популярных методов – прямоугольников, трапеций, парабол и метода 3/8 – рассмотрены с точки зрения теории дискретизации. Согласно этой теории восстановления функций по дискретным отсчетам выполняется с помощью фильтров низких частот с определенными импульсными характеристиками. Показано, что при одинаковом количестве отсчетов вычисление интеграла дает точно одинаковый результат при использовании методов прямоугольников и трапеций, а также при использовании импульсных характеристик, обладающих определенной симметрией.

– во-вторых, фильтров, восстанавливающих функцию по отсчетам, с оптимизированными характеристиками, которые приближаются к характеристикам идеального фильтра нижних частот.

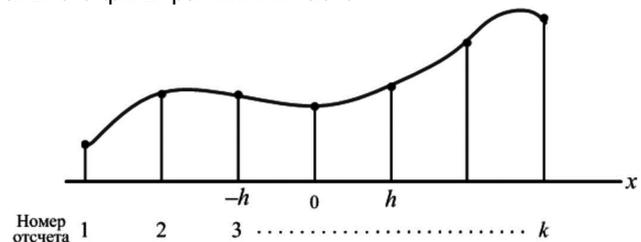


Рис. 1. Дискретизированная функция

Требуется найти оптимальное количество отсчетов и вид импульсной характеристики восстанавливающего фильтра, при которых для численного интегрирования будет достаточно минимального количества операций.

Для вычисления интеграла, т.е. для оценки площади под кривой $f(x)$, можно воспользоваться результатами теории дискретизации [5]. В соответствии с этой теорией дискретные отсчеты образуются путем перемножения исходной функции $f(x)$ на дискретизирующую функцию $D(x)$, которая представляет собой последовательность дельта-функций и записывается в виде

$$D(x) = h \sum_k \delta(x - kh). \quad (4)$$

Результат дискретизации выражается как

$$f^*(x) = f(x)D(x), \quad (5)$$

что с учетом свойства дельта-функции [6]

$$f(x)\delta(x - kh) = f(kh)\delta(x - kh) \quad (6)$$

дает

$$f^*(x) = hf(kh)\sum_k \delta(x - kh), \quad (7)$$

где k – номер отсчета, $k = 1, 2, \dots, k$.

Для восстановления исходной функции следует сгладить отсчеты с помощью фильтра нижних частот. Рассматриваемые преобразования отображаются эквивалентной схемой, показанной на рис. 2.

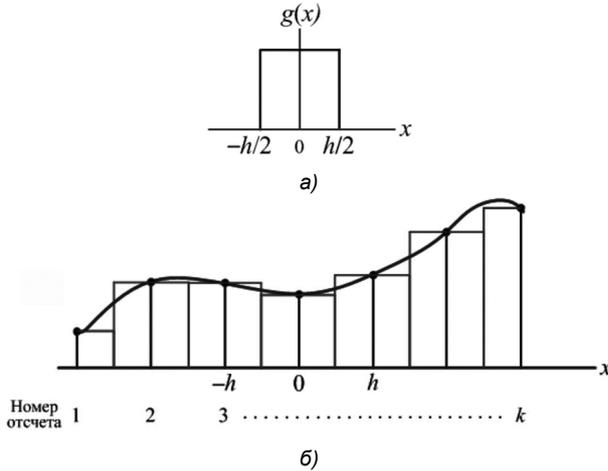


Рис. 2. Эквивалентная схема восстановления функции по отсчетам

Действие фильтра описывается операцией свертки

$$f_1(x) = f^*(x) * g(x), \quad (8)$$

где $f(x)$ – исходная функция; $g(x)$ – импульсная характеристика фильтра; $f^*(x)$ – дискретизированная (выраженная в отсчетах) исходная функция; $f_1(x)$ – функция, восстановленная по отсчетам.

Операция свертки выражается как

$$f^*(x) * g(x) = \int f(z)g(x - z)dz. \quad (9)$$

В частном случае свертки с дельта-функцией получаем

$$\delta(x - a) * g(x) = g(a). \quad (10)$$

Далее рассматриваются некоторые примеры восстановления функции по отсчетам с использованием различных фильтров.

Применение фильтра с импульсной характеристикой $\Pi(x)$

Метод с применением фильтра с прямоугольной импульсной характеристикой $g(x)=\Pi(x)$ в вычислительной технике называется методом прямоугольников. Функция $\Pi(x)$ выражается как

$$\Pi(x) = \begin{cases} 1, & \text{при } |x| < h/2; \\ 1/2, & \text{при } |x| = h/2; \\ 0, & \text{при } |x| > h/2. \end{cases} \quad (11)$$

что иллюстрирует рис. 3 а. Здесь h – шаг отсчетов.

Результат действия фильтра иллюстрирует рис. 3 б. Здесь каждый отсчет в результате свертки замещается прямоугольником $\Pi(x)$ с амплитудой, определяемой величиной отсчета.

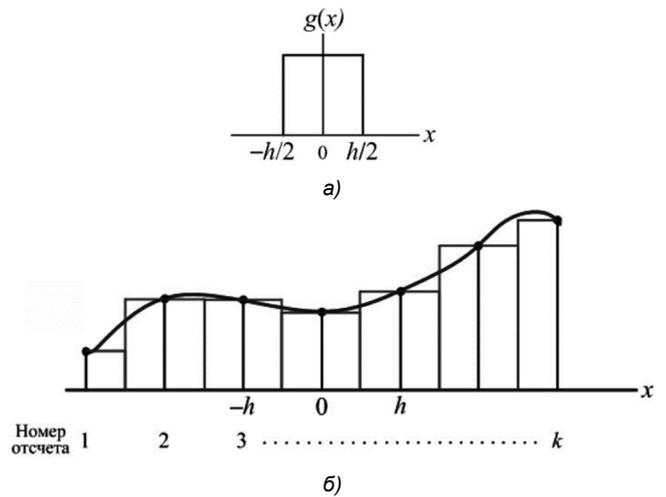


Рис. 3. Восстановление функции с помощью прямоугольников

В этом случае величина интеграла функции вычисляется как сумма площадей отсчетных прямоугольников, причем необходимо учитывать «краевой эффект», который сводится к тому, что левый и правый граничные прямоугольники имеют половинную площадь («краевые» отсчеты учитываются с половинным весом). В результате интеграл выражается как

$$\int_a^b f(x) dx = h \left[\frac{1}{2} f_1 + \sum_{i=2}^{k-1} f_i + \frac{1}{2} f_k \right]. \quad (12)$$

В области вычислительной техники рассмотренный вариант называют методом средних прямоугольников.

Понятно, что для уменьшения ошибки вычисления интеграла (как и для снижения ошибки восстановления функции) следует увеличивать число отсчетов k .

Применение фильтра с треугольной импульсной характеристикой

Метод с применением фильтра с треугольной импульсной характеристикой в вычислительной технике называется методом трапеций.

Треугольная импульсная характеристика, показанная на рис. 4 а, записывается как

$$g(x) = [1 - |x|/h] \times \Pi(x/2). \quad (13)$$

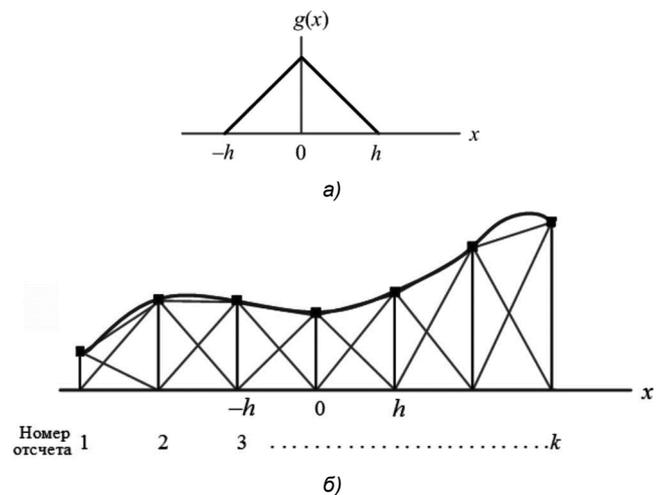


Рис. 4. Восстановление функции с помощью треугольников

Эта импульсная характеристика обеспечивает более высокую точность восстановления функции по отсчетам, что может быть подтверждено исследованием преобразования спектров исходной функции.

Как видно из рис. 4 б, величина интеграла функции выражается суммой площадей отсчетных треугольников, причем здесь также необходимо учитывать «краевой эффект» (использовать половинные веса для левой и правой граничных треугольников).

Таким образом, интеграл функции $f(x)$ выражается суммой площадей треугольников в виде

$$\int_a^b f(x) dx = h \left[\frac{1}{2} f_1 + \frac{1}{2} f_k + \sum_{i=2}^{k-1} f_i \right], \quad (14)$$

что совпадает с выражением для прямоугольников (12).

Применение фильтра с косинусквадратичной импульсной характеристикой

Фильтр с косинусквадратичной импульсной характеристикой вида

$$g(x) = \cos^2(\pi x / 2h) \times \Pi(x / 2), \quad (15)$$

показанной на рис. 5 а, обеспечивает более точное восстановление функции по отсчетам, чем фильтр с треугольной импульсной характеристикой. Рис. 5 б иллюстрирует вычисление интеграла как суммы \cos^2 -импульсов.

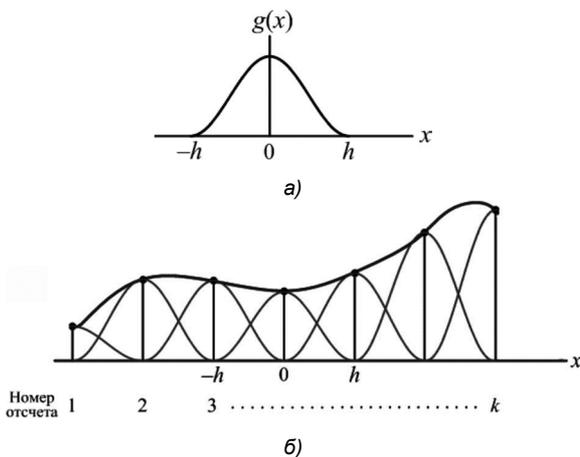


Рис. 5. Восстановление функции с помощью \cos^2 -импульсов

При вычислении интеграла здесь, также как в предыдущих вариантах, необходимо учитывать «краевой эффект».

С учетом значения интеграла [7]

$$\int \cos^2 ax dx = \frac{1}{2} x + \frac{1}{4a} \sin 2ax \quad (16)$$

площадь импульсной характеристики $g(x)$ составляет

$$\int_{-h}^h g(x) dx = \int_{-h}^h \cos^2\left(\frac{\pi}{2h} x\right) dx = \frac{1}{2} x + \frac{2h}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{h} x\right) \Big|_{-h}^h = h. \quad (17)$$

Таким образом, интеграл функции $f(x)$ выражается как сумма площадей косинусквадратичных отсчетных импульсов $g(x)$ в виде

$$\int_a^b f(x) dx = h \left[\frac{1}{2} f_1 + \sum_{i=2}^{k-1} f_i + \frac{1}{2} f_k \right], \quad (18)$$

т.е. совпадает с выражением для прямоугольников (12).

Отсюда нетрудно сделать вывод, что для определения значения интеграла импульсная характеристика используемого линейного фильтра нижних частот должна обладать осевой симметрией относительно оси ординат, а ее правая и левая граничные линии должны иметь центральную симметрию относительно точек с координатами $x = \pm h / 2$.

Интегрирование методом парабол Симпсона

Применение для интегрирования функций метода Симпсона означает переход к интерполяции второго порядка (с использованием парабол) [1].

В качестве исходной функции принимается $f(x)$, представленная на рис. 1. Согласно методу Симпсона для каждого фрагмента исходной функции, представленного тремя последовательными отсчетами, строится парабола, показанная коричневым цветом на рис. 6.

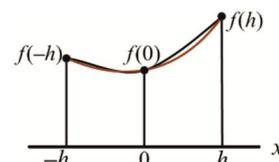


Рис. 6. Фрагмент функции $f(x)$ с тремя отсчетами и параболой

Парабола для трехотсчетного фрагмента функции записывается как

$$f(x) = Ax^2 + Bx + C. \quad (19)$$

Используя координаты трех отсчетных точек, получаем систему уравнений:

$$\begin{aligned} Ah^2 - Bh + C &= f(-h); \\ C &= f(0); \quad Ah^2 + Bh + C = f(h), \end{aligned} \quad (20)$$

откуда находятся коэффициенты

$$\begin{aligned} A &= \frac{[f(h) + f(-h)] - 2f(0)}{2h^2}; \\ B &= \frac{[f(h) - f(-h)]}{2h}; \quad C = f(0), \end{aligned} \quad (21)$$

что и определяет искомую параболу (19).

В результате интегрирования площадь фрагмента функции выражается как

$$\int_{-h}^h f(x) dx = \frac{h}{3} [f(-h) + 4f(0) + f(h)]. \quad (22)$$

Восстановление по Симпсону исходной функции $f(x)$, представленной в отсчетях, иллюстрирует рис. 7, где исходная функция обозначена синим, а аппроксимация исходной функции тремя трехотсчетными параболическими фрагментами – коричневым цветом.

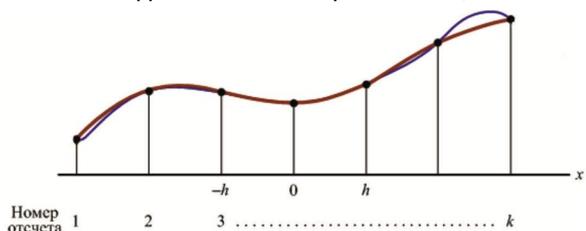
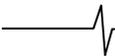


Рис. 7. Аппроксимация по методу Симпсона (параболами)



Как следует из выражения (22), граничные отсчеты парабол (с нечетными номерами $2i+1$) должны учитываться с весом 2, первый и последний отсчеты (с номерами 1 и k) – с весом 1, а отсчеты с четными номерами $2i$ – с весом 4). Таким образом, значение интеграла при использовании метода парабол Симпсона вычисляется по формуле

$$\int_a^b f(x) dx \approx \frac{h}{3} \left[f_1 + 4 \sum_{i=1}^n f_{2i} + 2 \sum_{i=1}^n f_{2i+1} + f_k \right], \quad (23)$$

где $i = 1, 2, 3, \dots, k; k = 2n + 1; n = 0, 1, 2, \dots$

Из выражения (23) следует, что площадь под кривой $f(x)$ на интервале $(a; b)$ является суммой площадей прямоугольников, высота которых определяется значениями задействованных отсчетов, а ширина – их положением в последовательности отсчетов, как показано на рис. 8.

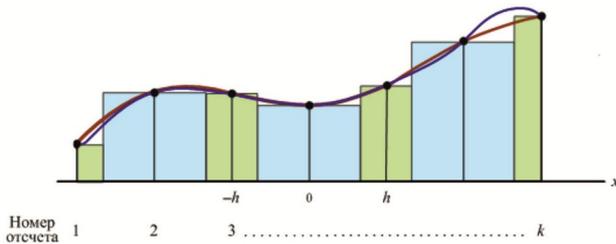


Рис. 8. Прямоугольники, определяющие значение интеграла от $f(x)$

Здесь прямоугольники, соответствующие нечетным отсчетам, показаны зеленым цветом, а соответствующие четным отсчетам – голубым цветом. Краевые прямоугольники, как и ранее, имеют половинную площадь нечетных отсчетов. Для проверки можно воспользоваться простым примером прификсированной $f(x)=1$, тогда площадь под кривой, очевидно, составит $(k-1)h$.

Описанные операции могут быть реализованы эквивалентной схемой, представленной на рис. 9.

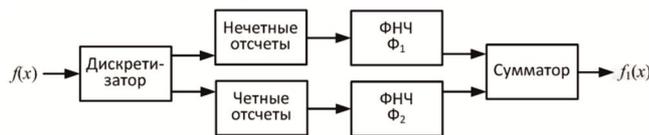


Рис. 9. Восстановление функции с помощью парабол

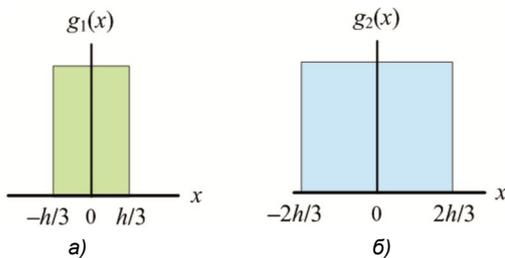


Рис. 10. Импульсные характеристики фильтров Φ_1 и Φ_2

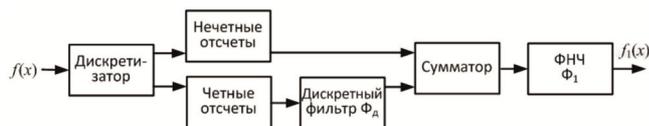


Рис. 11. Упрощенная эквивалентная схема интегрирования по Симпсону

Отсчеты функции $f(x)$ разделяются на четные и нечетные. Затем производится фильтрация последовательностей отсчетов с помощью фильтров, имеющих прямоугольные импульсные характеристики

$$g_1(x) = \Pi(3x/2), \quad g_2(x) = \Pi(3x/4), \quad (24)$$

показанные на рис. 10. Прямоугольная функция $\Pi(x)$ определена выражением (11). Краевые нечетные отсчеты здесь также учитываются с половинным весом.

В результате действия фильтров и сумматора получается функция $f_1(x)$, представленная в виде последовательности зеленых и голубых прямоугольников на рис. 8.

Показанная на рис. 9 эквивалентная схема может быть несколько упрощена за счет введения дискретного фильтра, обеспечивающего сдвигивание четных отсчетов (рис. 11).

В этой схеме четные отсчеты подвергаются дискретной фильтрации с использованием импульсной характеристики

$$g_0(x) = \delta(x - h/3) + \delta(x + h/3), \quad (25)$$

представленной графически на рис. 12.

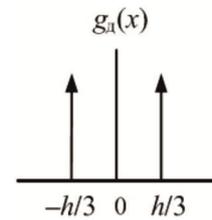


Рис. 12. Импульсная характеристика дискретного фильтра Φ_0

После суммирования образуется последовательность отсчетов, которая на рис. 13 представлена черным (исходные нечетные отсчеты) и красным цветом (четные отсчеты после дискретной фильтрации).

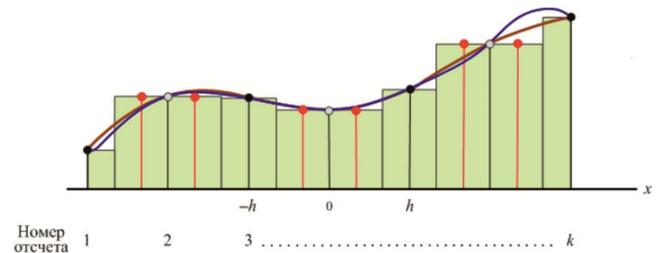


Рис. 13. Прямоугольники, определяющие значение интеграла от $f(x)$

при упрощенной схеме интегрирования по Симпсону

Объединенная последовательность отсчетов подвергается фильтрации с помощью единого фильтра нижних частот Φ_1 с прямоугольной импульсной характеристикой $g_1(x)$, и в результате образуется функция $f_1(x)$, представленная в виде последовательности зеленых прямоугольников на рис. 13.

Таким образом, интегрирование по Симпсону (по методу парабол) сводится к суммированию площадей прямоугольников с использованием дополнительной обработки – удвоения числа четных отсчетов с помощью дискретного фильтра.

Для удобства сравнения с методом Симпсона в исходном методе прямоугольников можно принять общее число отсчетов $k_H = 2n+1$. Общее число исходных отсчетов для метода Симпсона также составит $k_C = 2n+1$. Но полное число отсчетов (с учетом удвоения четных отсчетов при дискретной фильтрации) для метода Симпсона составит $k_{CN} = 3n+1$.

Отсюда можно сделать вывод, что метод Симпсона обеспечивает точность интегрирования в 1,5 раза выше, чем метод прямоугольников (по крайней мере, при достаточно больших k). Но возможно, что метод прямоугольников при числе отсчетов $3k/2$ даст более высокую точность, чем метод Симпсона, поскольку импульсные характеристики не будут попарно повторяться, как для четных отсчетов в методе Симпсона. Для проверки требуется моделирование, например, в среде Matlab.

Интегрирование функции с использованием метода 3/8

Применение для интегрирования функций «метода 3/8» означает переход к интерполяции третьего порядка [1, 4]. По-прежнему, в качестве исходной принимается функция $f(x)$, представленная на рис. 1. При использовании метода 3/8 функция разбивается на фрагменты, каждый из которых содержит четыре отсчета. Площадь под фрагментом функции выражается через отсчеты как

$$\int_0^{3h} f(x) dx \approx \frac{3h}{8} [f_1 + 3f_2 + 3f_3 + f_4] = h \left[\frac{3}{8} f_1 + \frac{9}{8} f_2 + \frac{9}{8} f_3 + \frac{3}{8} f_4 \right], \tag{22}$$

где h – шаг отсчетов. (При $f_1 = f_2 = f_3 = f_4 = 1$ площадь составляет $3h$.)

Для каждого фрагмента, представленного четырьмя последовательными отсчетами, строится кривая третьего порядка, как показано на рис. 14.

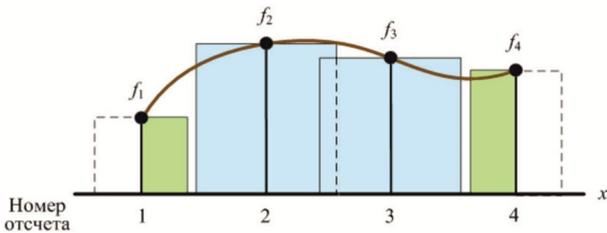


Рис. 14. Фрагмент функции $f(x)$ с четырьмя отсчетами – фильтры с симметричными импульсными характеристиками

При этом весовые коэффициенты отсчетов различаются в три раза. Интегрирование здесь также можно свести к фильтрации отсчетов с использованием прямоугольных импульсных характеристик $g_1(x) = \Pi(4x/3)$ и $g_2(x) = \Pi(4x/9)$, показанных на рисунке зеленым и голубым цветом (с учетом краевого эффекта).

Небольшая модификация прямоугольных фильтров позволяет перейти к «стандартной» диаграмме восстановления функции, где Π -образные импульсные харак-

теристики не пересекаются. В частности, для отсчетов с номерами $(3n+2)$ и $(3n+3)$ можно использовать соответственно фильтры с несимметричными импульсными характеристиками $g_{2L}(x)$ и $g_{2R}(x)$ той же длительности, что $g_2(x)$. Восстановление функции по этому варианту иллюстрирует рисунок 15.

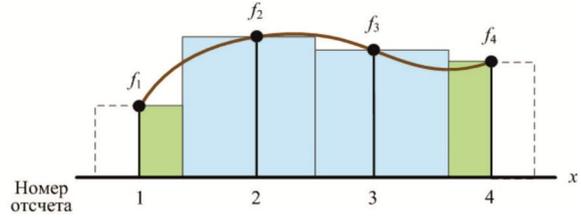


Рис. 15. Фрагмент функции $f(x)$ с четырьмя отсчетами – Π -фильтры с несимметричными импульсными характеристиками

Несимметричные импульсные характеристики выражаются как

$$g_{2L}(x) = \begin{cases} 1 & \text{при } -5h/8 < x < h/2; \\ 1/2 & \text{при } x = -5h/8; \\ 1/2 & \text{при } x = h/2; \\ 0 & \text{при } -5h/8 > x > h/2; \end{cases}$$

$$g_{2R}(x) = \begin{cases} 1 & \text{при } -h/2 < x < 5h/8; \\ 1/2 & \text{при } x = -h/2; \\ 1/2 & \text{при } x = 5h/8; \\ 0 & \text{при } -h/2 > x > 5h/8. \end{cases}$$

Таким образом, восстановление функции с интерполяцией по методу 3/8 может быть реализовано эквивалентной схемой, представленной на рис. 16. Отсчеты с выхода дискретизатора распределяются на три потока – с номерами $(3n+1)$, $(3n+2)$ и $(3n+3)$ и обрабатываются тремя «согласованными» фильтрами с импульсными характеристиками $g_1(x)$, $g_{2L}(x)$ и $g_{2R}(x)$, после чего суммируются, образуя последовательность импульсов, представленную на рис. 15. Здесь $n = 0, 1, 2, \dots$

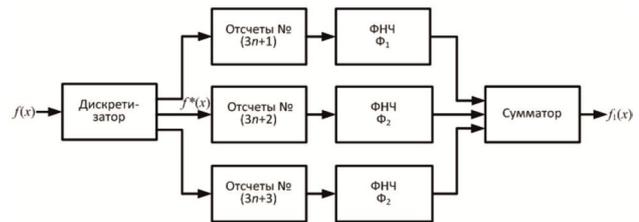
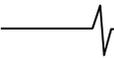


Рис. 16. Эквивалентная схема обработки отсчетов при использовании метода 3/8 и несимметричных фильтров

Общевыражение для интегрирования по «правилу 3/8» получается путем «сцепки» последовательности выражений для фрагментов (22) и имеет следующий вид:

$$\int_a^b f(x) dx \approx \frac{3h}{8} \left[f_1 + 2 \sum_{i=1}^n f_{3i+1} + 3 \sum_{i=0}^{n-1} f_{3i+2} + 3 \sum_{i=0}^{n-1} f_{3i+3} + f_k \right], \tag{23}$$

где $k = 1, 2, 3, \dots, (3n+1)$; $i = 0, 1, 2, \dots, n$.



Нумерацию отсчетов для примера при $n = 3$ поясняют следующие выражения:

$$k = \underbrace{1, 2, 3}, \underbrace{4, 5, 6}, \underbrace{7, 8, 9}, \underbrace{10}.$$

$$i = 0, 1, 2, 3.$$

Оценка точности методов вычисления интеграла

Как показано выше, метод средних прямоугольников и метод трапеций дают одинаковый результат, т.е. при заданном числе отсчетов имеют одинаковую погрешность.

Аналитическая оценка погрешности квадратурной формулы Симпсона во многих случаях весьма затруднительна [1]. Поэтому применяется численная оценка: например, выполняется двойной пересчет с шагом отсчетов h и $2h$, и считается, что совпадающие десятичные знаки получаемых значений принадлежат точному значению интеграла.

Оценка погрешности методов численного интегрирования может быть получена с использованием спектрального подхода. Если функция $f(x)$ представляется дискретными отсчетами (рис. 1), то ее частотный спектр периодизируется, как показано на рис. 17.

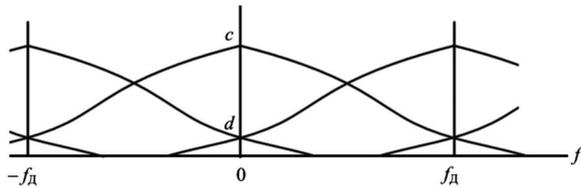


Рис. 17. Спектр дискретизированной функции

При нарушении условий теоремы отсчетов Котельникова побочные спектральные составляющие, возникающие в результате дискретизации, пересекаются с основной составляющей. В результате значение интеграла, выражаемое постоянной составляющей (при $f = 0$), искажается за счет добавления гетеродинированных составляющих от побочных спектров (имеющих центральные частоты $f = \pm f_d$).

Если принять, что истинная постоянная составляющая имеет величину c , а гетеродинированная помеха величину d , то суммарное значение постоянной составляющей составит

$$c_0 = \sqrt{c^2 + 2d^2}.$$

Поскольку, как правило, $c \gg d$, получаем

$$c_0 \approx c + \frac{d^2}{c} = c \left(1 + \frac{d^2}{c^2} \right),$$

и погрешность постоянной составляющей $e = (d/c)^2$.

Таким образом, погрешность интегрирования может оцениваться ошибкой постоянной составляющей функции, возникающей из-за наложения побочных спектров. Понятно, что эту погрешность можно минимизировать путем увеличения частоты дискретизации f_d , т.е. уменьшения шага отсчетов h исходной функции.

Заключение

1. Предложено при изучении численного интегрирования использовать «радиотехнический» подход, при котором решение задачи фактически сводится к оптималь-

ному восстановлению продискретизированной функции по отсчетам, т.е. к более простой и наглядной процедуре.

2. Исследованы особенности восстановления функций таким способом для наиболее популярных методов интегрирования – прямоугольников, трапеций, парабол (Симпсона) и «метода 3/8».

3. Показано, что вычисление интеграла по методам средних прямоугольников и трапеций при одинаковом количестве отсчетов дает точно одинаковый результат (хотя в литературе встречаются и другие утверждения [1]). Тот же результат получается при использовании любых фильтров нижних частот, импульсные характеристики которых обладают осевой симметрией относительно оси ординат, а ее правая и левая граничные линии имеют центральную симметрию относительно точек с координатами $x = \pm h/2$, где h – период отсчетов.

4. Реализация метода парабол Симпсона сводится к использованию при вычислении интеграла двух чередующихся фильтров с прямоугольными импульсными характеристиками, имеющими длительности $2h/3$ и $4h/3$.

5. Реализация метода 3/8 сводится к использованию при вычислении интеграла трех чередующихся фильтров с прямоугольными импульсными характеристиками, имеющими длительности $3h/4$, $9h/4$ и $9h/4$.

6. Объем данных, требуемых для вычисления интегралов, определяется общим числом используемых отсчетов (включая как исходные, так и получаемые при делении начального отсчетного периода на несколько частей).

7. Со спектральной точки зрения вычисление площади под кривой сводится к определению значения постоянной составляющей в спектре функции, т.е. ее среднего значения. Погрешность интегрирования может оцениваться ошибкой в постоянной составляющей функции, возникающей из-за наложения побочных спектров. Понятно, что эту погрешность можно уменьшать до требуемой величины путем увеличения частоты дискретизации f_d .

Литература

1. Демидович Б.П., Марон И.А. Основы вычислительной математики. – М., Наука, Главная ред. физ.-мат. лит., изд. третье, испр., 1966. – 664 с. Глава XVI.
2. Самарский А.А., Гулин А.В. Численные методы: Учеб. пособие для вузов. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1989. – 432 с. Глава 4.
3. Каханер Д., Моулер К., Нэш С. Численные методы и математическое обеспечение: Пер. с англ. – М.: Мир, 1998. – 575 с. Глава 5.
4. Крылов В.И., Шульгина Л.Т. Справочная книга по численному интегрированию. – М., Наука, Главная ред. физ.-мат. лит., 1966. – 372 с. Часть 1.
5. Игнатъев Н.К. Дискретизация и ее приложения. – М.: Связь, 1980. – 284 с.
6. Дирак П.А.М. Принципы квантовой механики. – М.: Физматгиз, 1960. – 480 с.
7. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся вузов. – 13-е изд., испр. – М.: Наука, Гл. ред. физ.-мат. литературы, 1986. – 544 с.

УДК 621.396

ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ ФИЛЬТРОВ НА ПЛИС

Спазхакин М.И., аспирант кафедры радиотехники Воронежского государственного технического университета, e-mail: spazhakinmi@rambler.ru.

FPGA BASED ENERGY-EFFICIENT IMPLEMENTATION OF HIGH-SPEED FIR FILTERS

Spazhakin M.I.

A comparative analysis of technical solutions based on the using of hardware multipliers, logic elements, as well as on the combined using of different type resources is carried out in the article. It is shown that application of the combined method of digital filters realization in accordance with the proposed optimization technique allows to reduce the power consumption by 4-15 % compared to the implementation on logical elements and by more than 50% in relation to the implementation only on hardware multipliers.

Key words: FIR filter, FPGA, ACO algorithm, CSD structure.

Ключевые слова: КИХ фильтры, ПЛИС, алгоритм АСО, структура CSD.

Введение

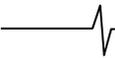
Цифровые фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ) широко применяются при обработке сигналов на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС) в режиме реального времени. Фильтры могут быть построены на логических элементах (сумматорах, сдвигателях, линиях задержек и т.д.), либо использовать имеющиеся в большинстве современных ПЛИС аппаратные умножители. В случае высокоскоростной обработки одним из важных факторов, характеризующим качество реализации, оказывается потребляемая мощность. Эффективное проектирование фильтров требует снижения как его ресурсоемкости, так и энергоемкости.

Проектирование фильтров на базе современных ПЛИС опирается, как правило, на каноническую форму представления чисел со знаком (Canonical signed digit representation – CSD) [1]. Ресурсоемкость разработанного фильтра определяется общим числом сумматоров или общим числом ненулевых битов в коэффициентах фильтра. Задача снижения общего числа сумматоров в коэффициентах фильтра может быть отнесена к классу комбинаторных задач [2], для решения которых применяются методы линейного программирования [6]. Прямое решение данной комбинаторной задачи дает метод ветвлений и границ (Branch and Bound Method) [2], однако он требует значительных затрат времени. Значительно снизить время поиска оптимального набора коэффициентов можно за счет использования метаэвристических алгоритмов. К таким алгоритмам относятся генетические алгоритмы (Genetic Algorithm – GA) [3], оптимизация по алгоритму симуляции отжига (Simulated Annealing – SA) [4], метод оптимизации по алгоритму муравьиной колонии (Ant Colony Optimization – ACO) [5] и др. Последний подход и был взят за основу

Проведен сравнительный анализ технических решений, базирующихся на использовании аппаратных умножителей, логических элементов, а также на комбинированном использовании ресурсов разного типа. Показано, что применение комбинированного способа реализации цифровых фильтров в соответствии с предлагаемой методикой оптимизации позволяет снизить потребляемую мощность на 4-15 % по сравнению с реализацией на логических элементах и более чем на 50 % по отношению к реализации фильтров лишь на аппаратных умножителях.

настоящей работы, поскольку, согласно работе [6], применение АСО для решения задачи оптимизации набора коэффициентов фильтра позволяет получать более точные решения при сравнимых затратах машинного времени.

Отметим, что традиционная оценка эффективности алгоритмов оптимизации базируется на сравнении общего количества логических элементов, необходимых для реализации сумматоров, осуществляющих умножение обрабатываемых потоков сигналов на коэффициенты фильтра. Такой подход является достаточно объективной оценкой сложности, осуществляемой математической процедуры. Вместе с тем, подобная оценка не учитывает, что современные ПЛИС содержат определенное количество аппаратных умножителей, которые могут быть задействованы в реализации быстродействующих структур обработки. Не учитывает она также и тот факт, что наряду с минимизацией расхода ресурсов крайне важным параметром, определяющим практическую эффективность работы фильтра, является потребляемая для обработки сигналов мощность. Обеспечить одновременное снижение и затрат ресурсов ПЛИС, и потребляемой ПЛИС при обработке сигналов мощности можно за счет оптимизированного совместного использования для реализации фильтров как логических элементов, так и аппаратных умножителей. Целью проведенных исследований являлось получение совокупности правил, определяющих способы эффективного комбинирования в структуре фильтра блоков,



реализуемых на логических элементах, с блоками, базирующимися на аппаратных умножителях.

Эффективность технического решения оценивалась с позиций минимизации потребляемой мощности при ограничении затрат аппаратных ресурсов ПЛИС. Исследования проводились в условиях загрузки кристалла ПЛИС не менее чем на 60 %. Ориентация на подобную загрузку ПЛИС позволила, с одной стороны, снизить погрешности измерений, оказывающиеся значительными при малой её загрузке. С другой стороны, в указанных условиях ещё маловероятны аномальные временные ошибки, порождаемые особенностями трассировки при значительно загруженном кристалле; ПЛИС остаётся вполне работоспособной в широком диапазоне тактовых частот. Таким образом, осуществление тестирования при обозначенной загрузке кристалла позволило обеспечить компромисс между уверенным функционированием ПЛИС при максимально возможном быстродействии и минимизацией погрешностей, сопровождающих оценивание потребляемой мощности. Предполагалось, что для реализации фильтров на ПЛИС будет использована типовая в своем модельном ряду по обеспеченности ресурсами микросхема, такая, например, как Xilinx Zynq 7030.

Для корректного сравнения известных и предлагаемых технических решений ниже в статье проанализированы фильтры, реализованные с использованием:

- 1) умножителей;
- 2) CSD структур без оптимизации;
- 3) CSD структур, оптимизированных с использованием алгоритма АСО;
- 4) комбинации CSD структур и аппаратных умножителей.

Для каждого случая проведена оценка мощности, потребляемой ПЛИС при реализации быстродействующих проектов. На основе сопоставления затрачиваемых ресурсов и потребляемой мощности определены технические рекомендации по повышению энергоэффективности реализации КИХ фильтров на ПЛИС.

Основы разработки КИХ фильтров

Практический интерес к КИХ фильтрам при цифровой обработке сигналов связан с их гарантированной устойчивостью и возможностью обеспечения строго линейной фазо-частотной характеристики (ФЧХ) за счет использования симметричных наборов коэффициентов фильтра [7]

$$a_n = \begin{cases} h(n), & n \leq \frac{N-1}{2}, \\ h(N-n), & n \geq \frac{N+1}{2}, \end{cases} \quad \text{при } N - \text{нечетном;} \quad (1)$$

$$a_n = \begin{cases} h(n), & n \leq \frac{N}{2}, \\ h(N-n), & n \geq \frac{N}{2} + 1, \end{cases} \quad \text{при } N - \text{четном.}$$

При подобных ограничениях остается лишь наложить требования на амплитудно-частотную характеристику (АЧХ), причем в частотной области также наблюдается симметрия – уже относительно нулевой

частоты, и потому рассматривать поведение АЧХ имеет смысл лишь на положительном интервале нормированной частоты $[0, 0.5]$. Для фильтра нижних частот (ФНЧ) с нормированной границей полосы пропускания f_p и нормированной границей полосы подавления f_s требования к идеальной АЧХ можно записать как

$$H(f) = 1 \quad \text{при } 0 \leq f \leq f_p, \quad (2)$$

$$H(f) = 0 \quad \text{при } f_s \leq f \leq 0.5.$$

Комплексный коэффициент передачи реализуемого КИХ фильтра может быть записан как

$$D(f) = \sum_{n=0}^N h(n) e^{-j2\pi f n} \quad (3)$$

где N – порядок цифрового КИХ фильтра, $h(n)$ – n -й отсчет импульсной характеристики фильтра, f – нормированная частота ($0 \leq f \leq 0.5$).

Реальная АЧХ всегда отличается от идеальной характеристики (2), однако при выполнении условия

$$|D(f) - H(f)| \leq \delta, \quad (4)$$

где δ – допустимо малая погрешность, требования к точности реализации АЧХ фильтра считаются соблюденными. Для расчета коэффициентов фильтра может применяться обширный ряд алгоритмов, таких как алгоритм Паркса-Макклеллана или метод наименьших квадратов (МНК), результатами применения которых является набор коэффициентов фильтра в формате с плавающей точкой. Вместе с тем, для реализации фильтра посредством логических элементов ПЛИС набор коэффициентов должен быть представлен в квантованной форме

$$a_n = \sum_{k=0}^K b_{n,k} 2^{-k}, \quad b_{n,k} = \{\bar{1} = -1, 0, 1\} \quad (5)$$

где n – порядковый номер отсчета импульсной характеристики фильтра, k – порядковый номер битового разряда в представлении n -го коэффициента фильтра.

Представление в формате CSD требует дополнительно соблюдения правил

$$B_{n,k} = |b_{n,k}| + |b_{n,k+1}| \leq 1, \quad (6)$$

т.е. соседние разряды не должны быть отличны от 0 одновременно, и

$$\sum_{n=0}^N \sum_{k=0}^K |b_{n,k}| \leq \lambda, \quad (7)$$

что ограничивает число ненулевых разрядов в коэффициентах фильтра.

Классическая задача оптимизации заключается в минимизации погрешности δ реализации АЧХ фильтра при соблюдении граничных условий (6) и (7).

Для сравнительного анализа известных и предлагаемых технических решений в рамках исследования каждым из перечисленных во введении способом были синтезированы 3 фильтра, отличающиеся требованиями к АЧХ и имеющие импульсную характеристику длиной 24, 68 и 128 отсчетов. Оценка энергоэффективности каждой реализации проводилась путем оценки и сопоставления ожидаемых мощностей потребления ПЛИС семейства Zynq Z30 с помощью встроенного в систему проектирования «vivado» модуля оценки мощности.

Сравнительный анализ различных структур реализации КИХ фильтров Энергоэффективность КИХ фильтров, построенных на аппаратных умножителях

Требование загрузки ПЛИС по меньшей мере на 60 % означает необходимость размещения на кристалле довольно большого количества фильтров. Вместе с тем, первый из тестируемых подходов предполагает использование лишь аппаратных умножителей. Их количество в ПЛИС ограничено, и при подобном подходе они будут заканчиваться быстрее всего. С учетом этого вариант реализации фильтров на умножителях рассматривается первым (автоматически определяя общее число реализуемых на кристалле фильтров с тестируемой длиной импульсной характеристики), а все прочие технические решения сопоставляются друг с другом и с этим базовым вариантом с целью оценки достигаемых качественных показателей для аналогичных по возможностям КИХ фильтров.

Мощность, потребляемая фильтром, зависит не только от длины его импульсной характеристики, но и от тактовой частоты его работы, причем линейному росту этой частоты соответствует прямо пропорциональный рост потребляемой мощности. Применительно к ПЛИС Zynq Z30 для максимальной тактовой частоты, равной 600 МГц, при реализации фильтров лишь на аппаратных умножителях были получены оценки мощности для 24-отводных фильтров – 10,64 Вт, для 68-отводных – 9,75 Вт, для 128-отводных – 9,20 Вт.

Примечание: Получение максимального значения потребляемой мощности при наименьшем порядке фильтра объясняется просто; для обеспечения 60 %-й загрузки ПЛИС количество фильтров малого порядка, размещенных на кристалле, оказывается заметно большим, чем число размещенных в той же ПЛИС фильтров с более протяженной импульсной характеристикой.

Особенности КИХ фильтров, построенных на CSD структурах без оптимизации

Для реализации аналогов синтезированных в п. 2.1 фильтров на логических элементах их коэффициенты были перекодированы в форму CSD (-1, 0, 1) в соответствии с представленным в [9] алгоритмом. Оценка мощности, которую на частоте 600 МГц будет потреблять совокупность фильтров, реализованных исключительно на сумматорах, сдвигателях и элементах памяти, оказалась равной для 24-отводных фильтров – 8,43 Вт, для 68-отводных – 7,23 Вт, для 128-отводных – 5,77 Вт.

Преимущества КИХ фильтров на CSD структурах, оптимизированных по алгоритму АСО

Полученная в предыдущем пункте структура фильтра на данном этапе выступала в качестве стартового приближения. Оптимизация вектора поразрядного представления коэффициентов фильтров

$$b = [b_{0,0}, b_{0,1}, \dots, b_{0,K}, \dots, b_{N/2,K}] \tag{8}$$

производилась итерационно в соответствии с алгоритмом АСО («муравьиной колонии»), описанным в [6]. Выбор перспективных вариантов CSD-представления ко-

эффициентов фильтров осуществлялся на основе минимизации целевой функции

$$F(\mathbf{b}) = \delta + \varphi_1(\mathbf{b}) + \varphi_2(\mathbf{b}), \tag{9}$$

где $\varphi_1(\mathbf{b})$ – штрафная функция за превышение заданного суммарного числа ненулевых коэффициентов $c1$, в случае превышения ее значение равно разности фактического количества ненулевых коэффициентов и заданного:

$$\varphi_1(\mathbf{b}) = \begin{cases} 0, & \lambda \leq c1, \\ \lambda - c1, & \lambda > c1, \end{cases} \tag{10}$$

$\varphi_2(\mathbf{b})$ – штрафная функция за появление стоящих в соседних разрядах ненулевых коэффициентов, ее значение определяется общим количеством ненулевых соседних бит в векторе коэффициентов

$$\varphi_2(b) = \begin{cases} 0, & B_{n,k} < 1, \\ \sum_{n=0}^N \sum_{k=0}^K B_{n,k}, & B_{n,k} \geq 1. \end{cases} \tag{11}$$

Подробный механизм работы АСО представлен в [8], работа АСО при минимизации КИХ фильтров в [5], а для её визуализации полезно представить совокупность коэффициентов фильтра в виде вектора, где возможные поразрядные состояния величин $b_{n,k}$ соединяются друг с другом траекториями, выбор оптимальной среди которых и является задачей оптимизации (рис. 1).

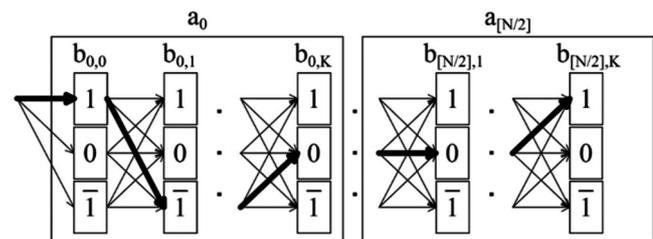
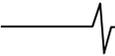


Рис. 1. Вектор \mathbf{b} при осуществлении оптимизации целесообразно представлять как совокупность путей, соединяющих возможные поразрядные представления коэффициентов фильтра

Классический механизм функционирования АСО можно кратко изложить следующим образом: на каждой итерации алгоритма из колонии муравьев с числом агентов N_a отбираются наиболее элитные (σ), значение весовой функции для которых минимально. С учетом накопленной статистики на текущей и предыдущих итерациях производится корректировка пути. При оптимизации коэффициентов фильтра эта идея трансформируется в выбор на рис. 1 оптимального пути, представляющего вектор коэффициентов фильтра \mathbf{b} (8).

Оптимизация вектора коэффициентов фильтра включает следующие этапы:

1. На этапе инициализации прокладывается первоначальный путь (рис. 1) в соответствии с ранее рассчитанным набором коэффициентов фильтра. Путь, соответствующий начальному значению, задается некоторой начальной константой τ , остальным переходам ставится в соответствие вес $((1-\tau)/3)$. Как правило, значение веса перехода τ задается в диапазоне от 0,5 до 0,95 [10]. Физический смысл этой константы очень прост – чем ближе она к 1, тем в большей степени ко-



начная реализация фильтра будет похожа на первоначально заданную.

2. На этапе прокладки нового пути на каждой t -й итерации для всей популяции муравьиной колонии объемом N_a проводится расчет вероятности переходов между узлами $b_{n,k}$ в $b_{n,k+1}$ внутри коэффициента a_k и между коэффициентами a_k и a_{k+1} :

$$P_{n,k}^{lm}(t) = \frac{\tau_{n,k}^{lm}(t)}{\tau_{n,k}^{l\bar{1}}(t) + \tau_{n,k}^{l0}(t) + \tau_{n,k}^{l1}(t)} \quad (12)$$

Траектория движения каждого агента из популяции на t -й итерации от текущего узла I к следующему $m = \{\bar{1}, 0, 1\}$ определяется на основании сравнения специально сгенерированного случайного числа r с равномерным законом распределения в диапазоне $(0 \dots 1)$ с рассчитанными значениями вероятностей переходов для текущей итерации

$$b_{n,k} = \begin{cases} 0, & r < P_{n,k}^{l0}(t), \\ 1, & P_{n,k}^{l0}(t) < r < P_{n,k}^{l0}(t) + P_{n,k}^{l1}(t), \\ \bar{1}, & r > P_{n,k}^{l0}(t) + P_{n,k}^{l1}(t). \end{cases} \quad (13)$$

По окончании пути на текущей итерации для каждого агента находится значение весовой функции для данного пути.

3. На этапе обновления значений веса переходов проводятся следующие операции: из популяции объемом N_a отбираются $\sigma - 1$ агентов, для которых значение весовой функции меньше оставшихся, а также лучший агент с наименьшим значением весовой функции. Обновление веса перехода на следующей $(t+1)$ итерации проводится согласно выражению

$$\tau_{n,k}^{lm}(t+1) = \rho \cdot \tau_{n,k}^{lm}(t) + \sum_{\sigma=1}^{\sigma-1} \Delta \tau_{n,k}^{lm,u}(t) + \Delta \tau_{n,k}^{lm,bs}(t) \quad (14)$$

Значение параметра $\rho = 0,9$ – степень влияния предыдущего значения пути,

$$\Delta \tau_{n,k}^{lm,u}(t) = \begin{cases} (\sigma - u) \cdot \frac{Q \cdot \delta_0}{L^u(t)}, & \text{условие 1} \\ 0, & \text{условие 2} \end{cases} \quad (15)$$

$$\Delta \tau_{n,k}^{lm,bs}(t) = \begin{cases} \sigma \cdot \frac{Q \cdot \delta_0}{L^{bs}(t)}, & \text{условие 3,} \\ 0, & \text{условие 4,} \end{cases} \quad (16)$$

где условие 1 – путь u -го агента проходит через узел I, m , условие 2 – не проходит; условие 3 – путь лучшего агента проходит через узел I, m , условие 4 – не проходит.

Набор коэффициентов, соответствующий достигнутому после заранее выбранного числа итераций минимальному значению целевой функции, рассматривается как результат оптимизации [10]. В ходе проведенных экспериментов было установлено, что начальное значения параметра веса перехода t целесообразно задавать в диапазоне от 0,7 до 0,9, более узком по сравнению с рекомендациями [10]; по-видимому, сужение интервала обусловлено ужесточением требований к АЧХ фильтров в текущей реализации по сравнению с требованиями из [10].

После оптимизации реализованные в ПЛИС филь-

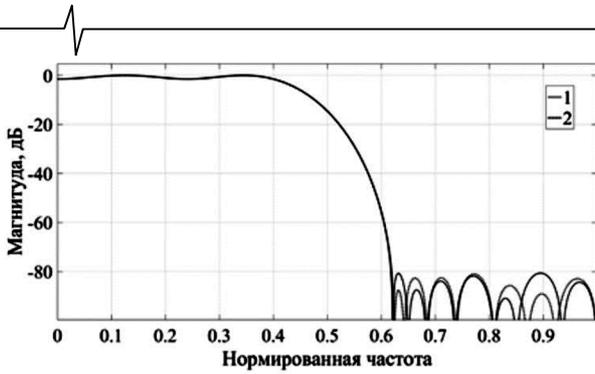
тры на максимальной тактовой частоте 600 МГц будут в совокупности потреблять: 24-отводные – 8,17 Вт, 68-отводные – 6,44 Вт, 128-отводные – 5,04 Вт. АЧХ полученных в результате оптимизации фильтров показаны на рис. 2-4.

Оптимизация структуры цифровых КИХ фильтров за счет комбинирования фильтров на логических элементах и фильтров на аппаратных умножителях

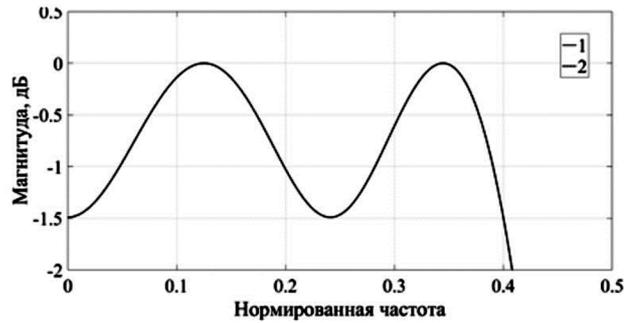
Приведенные выше примеры показывают, что реализация фильтров на логических элементах позволяет повысить энергоэффективность по отношению к фильтрам на аппаратных умножителях, однако на практике ситуация не столь однозначная. Во-первых, строгое следование лишь последней стратегии явно нецелесообразно, т.к. ведет к значительному расходу логических элементов на фоне остающихся без использования умножителей. Во-вторых, наибольший выигрыш по расходу мощности возникает для тех фильтров, коэффициенты которых при оптимизации удается представить лишь одним-двумя значащими разрядами. Если же снижение числа значащих разрядов, представляющих коэффициенты фильтра, приводит к избыточной погрешности воспроизведения требуемой АЧХ фильтра и потому число ненулевых разрядов фильтра велико, то потребляемая мощность при CSD-реализации подобных структур не экономится, а возрастает. Это означает, что рациональное комбинирование двух вариантов реализации позволит не только экономнее тратить ресурсы ПЛИС (умножители и логику), но и дополнительно снизить потребляемую мощность. В пользу подобного предположения говорит и тот факт, что типовая гистограмма распределения числа ненулевых коэффициентов (табл. 1 – символом ρ обозначено распределение ненулевых разрядов, а символом Σ – функция распределения), требуемых для обеспечения высокого качества фильтрации при CSD представлении данных, содержит обычно не более 35 % коэффициентов, для представления которых необходимо более 4 ненулевых разрядов. Это позволяет высказать следующее предположение: «при количестве слагаемых не превышающем определенного числа ненулевых коэффициентов (как правило, не более 4) следует использовать реализацию умножителя на csd, в противном случае – использовать аппаратный умножитель».

С другой стороны, CSD умножитель, имеющей в своем составе не более 4 ненулевых разрядов и построенный на 3 сумматорах, имеет хорошую конвейерную дихотомическую структуру, что позволяет достигнуть максимального быстродействия схемы при реализации на ПЛИС.

Итак, для разработки энергоэффективной реализации КИХ фильтров классическую оптимизацию рекомендуется дополнить завершающей фазой, в ходе которой коэффициенты a_n согласно изложенному выше правилу разделяются на два подмножества: подмножество ACSД коэффициентов, реализуемых на логических элементах, и подмножество ААУ коэффициентов, реализуемых на аппаратных умножителях. Применение

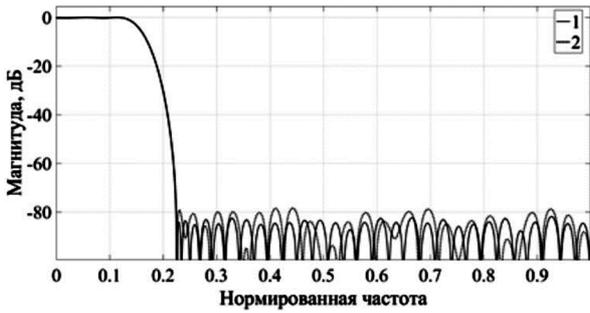


1 – исходная АЧХ с ограничением разрядности

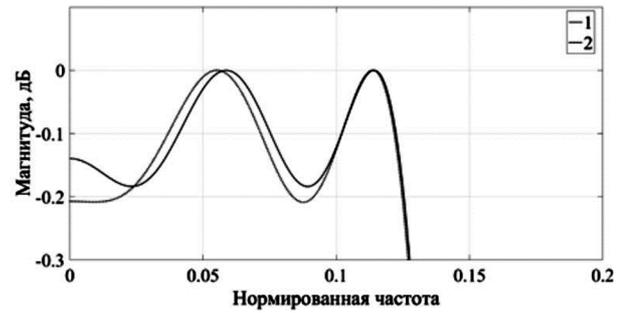


2 – АЧХ оптимизированного фильтра

Рис. 2. АЧХ 24-отводного фильтра

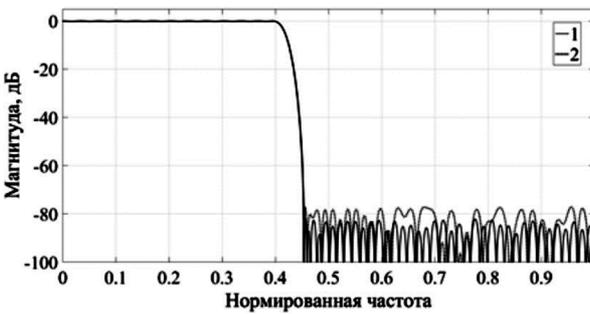


1 – исходная АЧХ с ограничением разрядности

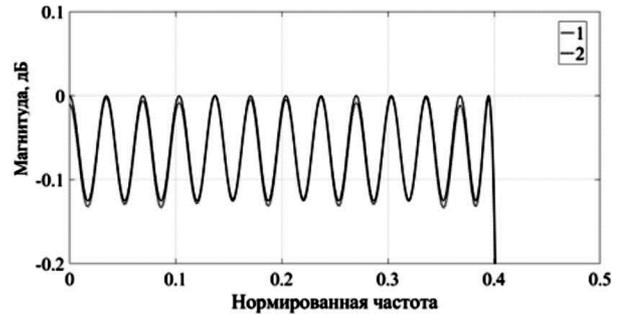


2 – АЧХ оптимизированного фильтра

Рис. 3. АЧХ 68-отводного фильтра



1 – исходная АЧХ с ограничением разрядности



2 – АЧХ оптимизированного фильтра

Рис. 4. АЧХ 128-отводного фильтра

Таблица 1. Распределение ненулевых разрядов в фильтрах с заданной длиной

Число ненулевых разрядов	Число отводов фильтра					
	24		68		128	
	ρ	Σ	ρ	Σ	ρ	Σ
0	0	0	0	0	0,016	0,016
1	0,083	0,083	0,029	0,029	0,063	0,079
2	0	0,083	0,147	0,176	0,234	0,313
3	0,167	0,250	0,206	0,382	0,313	0,626
4	0,417	0,667	0,383	0,765	0,266	0,892
5	0,250	0,917	0,088	0,853	0,078	0,970
6	0,083	1,000	0,118	0,971	0,030	1,000
7	0	1,000	0,029	1,000	0	1,000

подобной завершающей фазы энергоэффективной оптимизации позволило для набора ранее проанализированных фильтров снизить потребляемую мощность до величины 7,1 Вт для 24-отводных фильтров, 5,86 Вт – для 68-отводных и 4,86 Вт – для 128-отводных фильтров.

Результаты исследований и сравнительный анализ показателей фильтров, реализуемых на основе разных методик оптимизации

При проведении экспериментов по сопоставлению

ресурсоёмкости и энергоёмкости различных технических решений на кристалле ПЛИС семейства Zynq Z30 размещались 16 однотипных фильтров, имеющих 24 отвода, 8 фильтров с 68 отводами и 4 фильтра с 128 отводами. Сравнительный анализ расходов ресурсов ПЛИС при разных вариантах реализации приведен в табл. 2. Аббревиатура «Mult» в этой таблице отмечает столбец, содержащий сведения о фильтрах, построенных лишь на аппаратных умножителях. Аббревиатура «CSD» отмечает данные о структурах без оптимизации,

Таблица 2. Ресурсоёмкость протестированных технических решений

Расход ресурсов ПЛИС «логические элементы»/«умножители», %				
Длина фильтра	Способ реализации			
	CSD	CSDopt	CSDmult	Mult
24	143 / 0	138 / 0	100 / 100	25 / 300
68	137 / 0	126 / 0	100 / 100	32 / 430
128	126 / 0	111 / 0	100 / 100	52 / 910

Таблица 3. Энергоёмкость протестированных технических решений

Мощность, потребляемая на обработку сигналов, нормированная по отношению к минимальному значению, %				
Длина фильтра	Способ реализации			
	CSD	CSDopt	CSDmult	Mult
24	119	115	100	150
68	123	110	100	166
128	119	104	100	189

аббревиатура «CSDopt» – сведения о структурах, оптимизированных по алгоритму АСО, но не использующих аппаратные умножители. Рекомендуемые к использованию комбинированные решения представлены в столбце «CSDmult». При формировании табл. 2 ресурсоёмкость комбинированного решения была принята за эталонную, а расходы ресурсов при иных подходах представлены как нормированные относительно эталона значения. Как следует из представленных в табл. 2 сведений, комбинированная структура позволяет достаточно экономно использовать логические элементы ПЛИС (по сравнению с CSD-реализацией без оптимизации) и требует существенно меньшего числа умножителей по сравнению с «Mult» реализацией.

В табл. 3 представлены значения мощности, потребляемой фильтром при обработке сигналов, пронормированной к значению, соответствующему комбинированному варианту реализации. Сопоставление значений нормированной мощности показывает:

1) во всех случаях вариант комбинированной реализации фильтров, использующий как логические элементы ПЛИС, так и аппаратные умножители, оказывается наиболее энергоэффективным;

2) по отношению к фильтрам, реализуемым на умножителях, рекомендуемая методика проектирования высокоскоростных цифровых фильтров наиболее эффективна для многотводовых фильтров (с длиной импульсной характеристики в 100 отсчетов и более) и несколько менее эффективна для фильтров с короткой импульсной характеристикой;

3) по сравнению с оптимизированным вариантом реализации с использованием csd предлагаемая методика даёт наибольший выигрыш по потребляемой мощности для фильтров малого порядка и менее эффективна для фильтров большой длины;

4) имеет место определенная корреляция между табл. 2 и табл.3, хотя она не так однозначна, т.к. табл. 2 учитывает перераспределение ресурсов, а табл. 3 – полную потребляемую мощность (оценка по мощности интегральна, следовательно, учитывает суммарный вклад как умножителей, так и логических элементов).

Заключение

При выборе способов аппаратной реализации высокоскоростных цифровых фильтров на ПЛИС известные методы оптимизации КИХ фильтров, как правило, позволяют лишь уменьшить число затрачиваемых логических элементов, но не в полной мере подходят для минимизации потребляемой ПЛИС мощности и не позволяют эффективно использовать такие аппаратные ресурсы, как расположенные на кристалле умножители. Целью проведенного исследования являлся по-

иск методики, позволяющей получать одновременно ресурсоэффективные и энергоэффективные решения, на основе сбалансированного использования как логических элементов ПЛИС, так и аппаратных умножителей. Предлагаемая в работе методика проектирования конкретизирует критерии оптимизации использования в проектах фильтров аппаратных ресурсов разного вида. Перераспределение ресурсов ПЛИС позволило одновременно снизить энергоёмкость обработки сигналов на 4...15 %, что делает предложенную в работе методику интересной для всех специалистов, заинтересованных в получении энергоэффективных решений.

Литература

- 1 Samueli H. «An improved search algorithm for the design of multiplierless FIR filters with powers-of-two coefficients», IEEE Trans. Circuits and Systems, Vol. 36, No. 7, pp. 1044-1047, 1989. DOI: 10.1109/31.31347.
2. Takahashi N. and Suyama K. Design of CSD coefficient FIR filters based on branch and bound method, Proc. of ISCIT2010, pp. 575-578, 2010. DOI: 10.1109/ISCIT.2010.5665055.
3. Arie Y. and Suyama K. Evolutionary stagnation avoidance for design of CSD coefficient FIR filters using GA, Proc. of ITC-CSCC 2016, 2016.
4. Baudin R. and Lesthievant G. Design of FIR Filters with Sum of Power-of-Two Representation Using Simulated Annealing, 2014 7th Advanced Satellite Multimedia Systems Conference and the 13th Signal Processing for Space Communications Workshop (ASMS/SPSC). DOI: 10.1109/ASMS-SPSC.2014.6934565.
5. Sasahara T. and Suyama K. An ACO approach for design of CSD coefficient FIR filters, Proc. of APSIPA ASC 2015, pp. 463-468, 2015. DOI: 10.1109/APSIPA.2015.7415314.
6. Sasahara T. and Suyama K. Verification of search process in CSD coefficient FIR filter design, 2016 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS). DOI: 10.1109/ISPACS.2016.7824710.
7. Алан В. Опленгейм, Рональд В. Шафер Цифровая обработка сигналов 3-е издание Техносфера 2012.
8. Dorigo M. and Caro G.D., Ant colony optimization: a new meta-heuristic, Proc. of Congress on Evolutionary Computation 99, Vol.2, 1999, pp.1470-1477. DOI: 10.1109/CEC.1999.782657.
9. Rui G. and DeBrunner L.S. A novel fast canonical-signed-digit conversion technique for multiplication. Proc. Of IEEE Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, ICASSP-2011, pp. 1637-1640, 2011. DOI: 10.1109/ICASSP.2011.5946812.
10. Sasahara T. and Suyama K. An Effectiveness of ACO Approach in Design of CSD Coefficient FIR Filters. Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS), 2015 International Symposium on. DOI: 10.1109/ISPACS.2015.7432839.

Критические замечания о новой книге профессора В.В. Золотарева

(печатается в порядке обсуждения)

«Теория кодирования как задача поиска глобального экстремума. Оптимизационная теория помехоустойчивого кодирования – новая «квантовая механика» теории информации». М.: Горячая линия - Телеком, 2018

Автор книги – профессор В.В. Золотарев, многократно подчеркивает революционный характер результатов, полученных в его научной школе, и отмечает, что эти результаты по существу открывают неограниченные возможности для совершенствования современных систем телекоммуникации.

В частности, им утверждается (стр. 154): «Важность, успешность и перспективность ОТ (ОТ – Основной Теоремы, доказанная автором) можно только сравнить с появлением квантовой механики в самом начале прошлого века. Но тогда физика, как наука, не столь много значила в жизни людей. Тем не менее, научные результаты Планка, Шрёдингера и целой плеяды других великих физиков были высоко оценены научным сообществом, и они заслужено стали Нобелевскими лауреатами, хотя период возвышения физики наступил гораздо позже.

Достижение, **фактически в одиночку**, аналогичных по масштабу результатов нашей научной школой, конечно, имеет гораздо большее значение, т.к. **мы решили важнейшую и чрезвычайно сложную проблему простого достижения высокой достоверности цифровых потоков в условиях большого шума в период взрывного развития нашей информационной цифровой цивилизации** (здесь и далее текст выделен нами), создав все возможности для применения простых и понятных методов нашей «квантовой механики» в цифровой технике и науке будущего.

Таким образом, изложенные в книге данные свидетельствуют об успешном решении главной научной и технологической проблемы всей информационной цифровой цивилизации – создание обширных классов простых методов достижения произвольно высокой достоверности передачи, хранения и восстановления цифровой информации на базе методов поиска глобальных экстремумов функционалов в специальных дискретных пространствах».

И далее (стр. 179): «Основная Теорема успешно приняла эстафету во всех прикладных вопросах от классической алгебраической теории кодирования и выходит в новое бескрайнее интеллектуальное пространство оптимизационных алгоритмов с линейной от длины кода сложностью, **решающих все проблемы достижения оптимальной по максимуму правдоподобия достоверности цифрового контента нашей информационной цивилизации**».

Использование автором своей книги характеристики ее содержания как комплиментарных прилагательных в превосходной степени, а также высокие оценки представленных в ней научных результатов, безусловно, привлекают к ней пристальное внимание специалистов, следящих за развитием важного научного направления теории связи по теории помехоустойчивого кодирования/декодирования принятых сообщений, и знакомых с результатами в этой области, изложенными в

многочисленных научных статьях, монографиях, а также в учебной литературе.

Однако, при внимательном изучении данной книги возникает ряд критических замечаний, как редакционного характера, так и по существу затронутых в ней проблем, на которые, по нашему мнению, целесообразно обратить внимание ее потенциальных читателей.

Прежде всего, следует отметить, что с профессиональной точки зрения определять теорию кодирования – как задачу поиска глобального экстремума, является нонсенсом. Теория кодирования содержит правила построения помехоустойчивых кодов, структура которых позволяет при определенной длине кодовой комбинации (КК) исправить наибольшее количество возникших в ней при приеме ошибок (или пакетов ошибок) и в книге она не затрагивается.

Другая сложная проблема, которой специалисты уже много лет уделяют пристальное внимание, связано с декодированием принятого сообщения. Эта проблема действительно, как хорошо известно, связана с формированием на выходе декодера такой информационной последовательности символов, при которой евклидово расстояние между соответствующим сигналом и поступающим по каналу связи на вход демодулятора, имеет минимальное значение.

Претенциозное название автором созданной им теории, как «**новой квантовой механики**» **теории информации**», никакой полезной информационной нагрузки не несет. Для информации отметим также, что автору не следовало применять в своей книге термин «квантовые каналы», так как он уже давно задействован в современной теории связи и относится к одному из ее направлений, по которому имеется ряд публикаций, где рассматривались вопросы демодуляции сигналов в таких каналах связи [1, 2].

С нашей точки зрения, завышенная самооценка автора представленных в его книге научных результатах не оправдывается ее реальным содержанием.

Отметим основные замечания по данной книге, на которые ее читателям следует, по нашему мнению, обратить внимание.

1. Автор не учитывает уже сложившиеся методы сравнения важнейших показателей систем связи (их энергетической и спектральной эффективности), которые представлены во многих книгах [3-7] и позволяют определять, насколько их параметры уступают потенциально возможным по Шеннону. Для того, чтобы выполнить сравнение разных систем необходимо указать их основные параметры: удельную скорость передачи сообщений по каналу связи (R_f), кодовую скорость используемого помехоустойчивого кода (R_c), его длину, отношение сигнал/шум на входе демодулятора (ρ_b), приходящееся на один принятый бит сообщения, минимальное значение отношения сигнал/шум на входе демодулятора в «идеальной» по Шеннону системе, которое при-

ходится на один принятый бит сообщения ($\rho_{об}$). Значения ρ_b и $\rho_{об}$ определяются при условии, что удельная скорость передачи сообщений в «идеальной» и в сравниваемой системах связи имеют одно и то же значение. В книге не приводятся полные данные о значениях этих параметров для рассматриваемых в ней систем связи с кодами, допускающими мажоритарное декодирование.

В книге нет сравнения предложенных в ней кодов с рядом эффективных методов передачи и приема сообщений в современных системах связи [3-7]:

1) решетчатой кодированной модуляции (РКМ), в которой используются сверточные коды;

2) кодовой модуляции с битовым перемежением (МКБП) и с турбокодом (ТК);

3) многоуровневой кодовой модуляции (МКМ) с ТК и др.

Поэтому утверждения автора о высоких, не достижимых прежде характеристиках систем связи, в которых применяются мажоритарные коды, выглядят, мягко говоря, необоснованными.

2. Автор отмечает, что характеристики рассмотренных им систем связи близки к пределу Шеннона (не указывая насколько) при большом уровне шумов. Не ясно, что автор имеет в виду, так как известно, что в теории Шеннона характеристики систем связи зависят только от отношения сигнала/шум на входе демодулятора, а не от уровня шумов.

3. В книге представлены лишь частные результаты, основанные на компьютерном моделировании помехоустойчивости приема конкретных кодов с конкретными параметрами. Общие закономерности изменения помехоустойчивости исследуемых кодов с увеличением их длины, что необходимо для обоснования утверждения автора книги о возможности с помощью таких кодов приблизиться к пределу Шеннона, не рассмотрены. Полученные автором нижние границы эффективности таких кодов (стр. 89), такой цели служить не могут. Ведь по определению реальные характеристики кодов всегда хуже, чем те, которые определяются полученными в книге нижними оценками вероятности ошибки декодирования мажоритарных кодов.

4. В нескольких местах книги делаются неверные по существу утверждения: рассматриваемые в ней коды позволяют исправлять в кодовой комбинации более $(d-1)/2$ ошибок, где d – минимальное расстояние между КК используемого кода.

5. Нет сравнения параметров кодов, допускающих мажоритарное декодирование, с известными границами, установленными Хэммингом, Плоткиным, Бассалыго и Элайесом, Варшавовым и Гильбертом. Эти границы определяют область, в которой у оптимальных кодов с определенной длиной может находиться количество исправляемых ошибок, которое зависит от R_c – их кодовой скорости. Без такого сравнения некорректно говорить об особо высоких показателях систем связи, в которых применяются исследуемые в книге коды.

6. Характеристики рассмотренных кодов наверняка уступают характеристикам кодов с максимально достижимым расстоянием (МДР), у которых при заданной кодовой скорости R_c кодовое расстояние d между КК имеет наибольшее значение. Такие МДР коды могут обеспечить высокую надежность связи при сравнительно небольшой длине и, в тоже время, имеют достаточно

простой алгоритм декодирования. К такому классу кодов относятся, в частности, коды Рида-Соломона. Нам представляется странным, что автор несколько раз отмечает низкую эффективность кодов Рида-Соломона.

Таким образом, по нашему мнению, утверждения автора, что в его научной школе «...**решены все проблемы достижения оптимальной по максимуму правдоподобия достоверности цифрового контента нашей информационной цивилизации**», нельзя признать обоснованными.

Огорчительным и недостаточно корректным с научной точки зрения является явная недооценка профессором В.В. Золотаревым тех фундаментальных результатов, которые были получены многими отечественными и зарубежными учеными за последние десятилетия. Желая подчеркнуть значение собственных научных результатов, приписывая им уникальность и особую важность, профессор В.В. Золотарев, в частности, отмечает (стр. 197): «...алгебраическая теория кодирования за многие годы **своего условного лидерства не решила никаких основных проблем своего развития: не нашла простых способов своего развития: коррекции ошибок выше уровня половины кодового расстояния**, не преодолела сложностей декодирования в гауссовском канале связи, а также не вышла на линейный от длины кода уровень сложности декодирования...».

Мы полагаем, что читатель этого отзыва, ознакомившись с историей теории связи и, в частности, с историей создания и развития в XX столетии теории кодирования, которая изложена, например, в книге [8], не примет столь уничижительный взгляд профессора В.В. Золотарева на достижения крупнейших ученых и исследователей прошлых лет.

Д.т.н., профессор, лауреат премии Правительства РФ в области науки и техники

Быховский М.А.

Д.т.н., профессор, лауреат премии Правительства РФ в области науки и техники

Дворкович В.П.

Литература

1. Хелстром К. Квантовая теория проверки гипотез и оценивания. М.: Мир, 1979.
2. Коржик В.И., Финк Л.М., Щелкунов Н.Н. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений. Справочник. М.М.: Радио и связь, 1981.
3. Варгаузин В.А., Цикин И.А. Методы повышения энергетической и спектральной эффективности цифровой радиосвязи. СПб.: БХВ-Петербург, 2013.
4. Зюко А.Г., Фалько И.П., Панфилов И.П., Банкет В.Л., Ивашенко П.В. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации // Под. ред. А.Г. Зюко. М.: Радио и связь, 1985.
5. Зяблов В.В., Коробков Д.Л., Портной С.Л. Высокоскоростная передача сообщений в реальных каналах связи. М.: Радио и связь, 1991.
6. Прокис Дж. Цифровая связь // Перевод с английского под ред. Д.Д. Кловского // М.: Советское радио, 2000.
7. Быховский М.А. Гиперфазовая модуляция – оптимальный метод передачи сообщений в гауссовских каналах связи. М.: Техносфера, 2018.
8. Быховский М.А. Пионеры информационного века. М.: Техносфера, 2006.