

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Научно-технический журнал
№ 2/2022

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., член-корр. РАН А.В. ДВОРКОВИЧ

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:
д.т.н., проф. Ар.С. Аджемов, д.т.н., проф. Б.А. Алпатов,
д.т.н., проф. В.Г. Бартенев, д.т.н. Ю.И. Борисов,
д.т.н., проф. Ю.А. Брюханов, д.т.н., проф. В.И. Джиган,
д.т.н., проф. В.В. Еремеев, д.т.н. Г.В. Зайцев,
Р.В. Зубарев, А.П. Кирпичников,
д.т.н., акад. РАН Н.А. Кузнецов,
В.Г. Мистюков, д.т.н., проф. С.Л. Мищенко,
д.т.н., проф. Ю.Н. Прохоров,
д.т.н. А.Л. Приоров, д.т.н., проф. В.Г. Санников,
д.т.н., проф. Чиров Д.С.,
к.т.н., проф. В.С. Сперанский.

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

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

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

Подписано в печать 01.07.22 г.
Формат 60x90/8.

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

Заказ № 2845. Отпечатано в
ООО НПЦ «Информационные технологии»
Рязань, ул. Островского, д. 21/1
тел.: (4912) 98-69-84

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

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

УЧРЕДИТЕЛИ:

АО «Инструментальные системы»

ФГУП «НИИ радио»

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

В НОМЕРЕ:

Мингазин А.Т.

*Взвешенная чебышевская аппроксимация
в синтезе формирующих КИХ-фильтров
для систем цифровой связи* 3

Джиган В.И.

*Упрощенные адаптивные фильтры на базе рекурсивных
алгоритмов по критерию наименьших квадратов*..... 12

Кузьмин Е.В.

*Нейтрализация интенсивной гармонической помехи
за счёт спектрально-веса оценки её параметров*..... 21

Грунин А.П., Сай С.В.

*Оценка рабочих зон импульсно-фазовых радионавигационных
систем при совместном использовании сигналов от двух целей*... 29

Маслаков М.Л.

*Построение функции плотности вероятности огибающей
модулированных сигналов в условиях замираний* 34

Мариам Мохаммад Хасан, Рязанцев Л. Б.

*Классификация воздушных целей на основе системы
со случайной скачкообразной структурой с использованием
информации от нейросетевых классификаторов* 39

Зиаудинов С.И.

*Синтез действительных дискретных полосовых
и режекторных фильтров методом
билинейного z – преобразования*..... 46

Попов Д.И.

*Адаптация систем квазиоптимальной обработки сигналов
на фоне пассивных помех* 51

Рыболовлев А.А.

*Цифровое кодирование широкополосного речевого сигнала
в задаче телефонии*..... 56

Бартенев В.Г., Бауточко А.В.

*Модельно-ориентированное проектирование
адаптивного коррелятора* 65

Овинников А.А., Лихобабин Е.А.,

Харин А.В., Исаев М.О.

*Анализ свойств проверочных матриц LDPC кодов,
предназначенных для спутниковой и космической связи*..... 70

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

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

Digital Signal Processing

Science & Technical Magazine
Issue 2, 2022 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
Corresponding Member of RAS A.V. 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
Djigan V.I., Dr. Sci (Tech), Professor
Eremeyev V.V., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Zaitsev G.V., Dr.Sci.(Tech.)
Zubarev R.V.,
Kirpichnikov A.P.,
Kuznetsov N.A., Dr.Sci.(Tech.), Academician
Mistyukov V.G.,
Mishenkov S.L., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Priorov A.L., Dr. Sci (Tech)
Prokhorov Y.N., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Sannikov V.G., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Chirov D.S., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Speranskii V.S., Dr.Sci.(Tech.), Professor

Editorial office address:

Aviamotornaya, 8, Moscow, Russia
Research Center of MTUCI
Phone: (+7) 903-201-53-33
E-mail: rntores@mail.ru,
vityazev.v.v@rsreu.ru
Web: <http://www.dsps.ru>

Publisher:

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

Computer makeup:

I.A. Blagodarova

FOUNDERS: InSys

Radio Research and Development Institute

CONTENTS:

Mingazin A.T.

Weighted Chebyshev approximation in design
of pulse-shaping FIR filters for digital communication systems..... 3

Djigan V.I.

Simplified Adaptive Filters Based
on Recursive Least Squares Algorithms 12

Kuzmin E.V.

Neutralizing intensive continuous wave interference
by spectral-weight estimation of its parameters..... 21

Grunin A.P., Sai S.V.

Working areas estimation of pulse-phase radio navigation systems
when using signals from two chains together..... 29

Maslakov M.L.

Estimation of the probability density function
of the envelope signals with modulation in cases of fading..... 34

Mariam M.H., Ryazantsev L.B.

Classification of air targets based on a random jump structure system
using information from neural network classifiers 39

Ziatdinov S.I.

Synthesis of real discrete bandpass
and notch filters by bilinear $z - transform$ 46

Popov D.I.

Adaptation of quasi-optimal signal processing systems against
the background of clutter 51

Rybolovlev A.A.

Digital coding of wideband speech signal on telephony task 56

Bartenev V.G. Bautochko A.V.

Model-Based Design of an Adaptive Correlator 65

Ovinnikov A.A., Likhobabin E.A.,

Kharin A.V., Isaev M.O.

Analysis of properties of parity-check matrices
of LDPC codes intended for satellite and space communications..... 70



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

ВЗВЕШЕННАЯ ЧЕБЫШЕВСКАЯ АППРОКСИМАЦИЯ В СИНТЕЗЕ ФОРМИРУЮЩИХ КИХ-ФИЛЬТРОВ ДЛЯ СИСТЕМ ЦИФРОВОЙ СВЯЗИ

Мингазин А.Т., в.н.с., к.т.н., РАДИС Лтд, Москва, Зеленоград, e-mail: alexmin@radis.ru

WEIGHTED CHEBYSHEV APPROXIMATION IN DESIGN OF PULSE-SHAPING FIR FILTERS FOR DIGITAL COMMUNICATION SYSTEMS

Mingazin A. T.

The paper discusses the design problem of a matched pulse-shaping linear-phase FIR filter pair for digital communication systems. It is necessary to obtain filters with the given stopband attenuation and minimum ISI level. The design method based on the weighted Chebyshev approximation using the Remez algorithm is compared with several alternative approaches. Examples of pulse-shaping filter taken from the literature show that this method does not always result in repetition or improvement of known solutions. However, the proposed modification which involved additional requirements for the transition band of filters, could help to eliminate such difficulty. As a result there are obtained filters with significantly improved parameters. All this is confirmed by trade-off curves, coefficients and magnitude responses of filters as well as ISI levels.

Key words: matched pulse-shaping linear-phase FIR filter pair, weighted Chebyshev approximation, Remez algorithm, transition band requirements, trade-off curves, stopband attenuation and inter-symbol interference.

Ключевые слова: пара согласованных формирующих линейно-фазовых КИХ-фильтров, взвешенная чебышевская аппроксимация, алгоритм Ремеза, требования к переходной полосе, кривые компромисса, ослабление в полосе задерживания и межсимвольная интерференция.

Введение

Благодаря простоте реализации и ряду других известных причин применение пары идентичных формирующих линейно-фазовых КИХ-фильтров в системах цифровой связи наиболее предпочтительно. Хотя такие фильтры не позволяют получить нулевую межсимвольную интерференцию (МСИ), свойственную согласованной паре формирующих нелинейно-фазовых КИХ-фильтров, тем не менее они могут обеспечить достаточно низкий ее уровень. Широко используемый аналитический синтез линейно-фазовых КИХ-фильтров с частотной характеристикой вида корень квадратный из приподнятого косинуса (Square Root Raised Cosine – SRRC) при приемлемом порядке не всегда обеспечивает заданные требования, особенно при малом факторе ската (roll-off). По этой причине разработано большое количество численных методов синтеза, например, [1-5], отличающихся степенью сложности и получаемыми результатами.

В [6] исследованы три метода синтеза квантованных формирующих КИХ-фильтров прямой структуры. Первый – на основе SRRC-подхода, а второй [1] и третий [5] – на основе взвешенной чебышевской аппроксимации (ВЧА) с применением алгоритма Ремеза (см., функции `remez`, `sremez`, `gremez` в среде MATLAB). Третьему методу соответствует двухэтапная ВЧА для полуполосного фильтра и амплитудного корректора, каскадное соединение которых образует формирующий фильтр. Синтез

Рассматривается проблема синтеза пары согласованных формирующих линейно-фазовых КИХ-фильтров для систем цифровой связи. Требуется получить фильтры с заданным ослаблением АЧХ в полосе задерживания и минимальным уровнем межсимвольной интерференции. Метод синтеза на основе взвешенной чебышевской аппроксимации с применением алгоритма Ремеза сравнивается с несколькими альтернативными подходами. На примерах формирующих фильтров, взятых из литературы, показано, что данный метод не всегда приводит к повторению или улучшению известных решений. Однако предлагаемая в статье его модификация, связанная с предъявлением дополнительных требований к переходной полосе фильтров, может способствовать устранению этой трудности. Результатом являются фильтры со значительно улучшенными параметрами. Все это подтверждается кривыми компромисса, коэффициентами и АЧХ фильтров, а также уровнями межсимвольной интерференции.

с использованием каждого из этих методов был направлен на достижение требуемых уровней ослабления АЧХ в полосе задерживания и МСИ при минимальных значениях порядка и длины слова коэффициентов. Наилучшие результаты получены для метода [1].

В данной статье продолжено исследование метода синтеза на основе ВЧА [1], который наряду с SRRC подходом сравнивается с другими альтернативами, описанными в [2-4, 7]. Синтез предполагает достижение требуемого ослабления АЧХ в полосе задерживания и минимального уровня МСИ. При этом проблема квантования коэффициентов не затрагивается. На примерах формирующих КИХ-фильтров прямой структуры, взятых из [3, 4], показано, что метод [1] не всегда приводит к желаемым результатам. Однако предлагаемая в данной статье его модификация, связанная с добавлением требований к переходной полосе проектируемых фильтров, может способствовать устранению этой

проблемы, приводя к значительному улучшению результатов.

Синтез формирующих КИХ-фильтров на основе ВЧА

В [1] для синтеза формирующих КИХ-фильтров используется метод ВЧА с применением алгоритма Ремеза. В отличие от обычного проектирования фильтров нижних частот предлагается контролировать переходную полосу, задав уровень $\frac{1}{\sqrt{2}}$ на средней частоте этой по-

лосы, границы которой зависят от желаемого фактора ската. Для получения минимальной МСИ подбирается вес, задаваемый для уровня АЧХ в полосе задерживания. В то же время вес для уровня в полосе пропускания принят единичным. Вес, контролирующий уровень на средней частоте, можно также положить единичным, хотя он оказывает некоторое влияние на конечный результат. Таким образом, метод синтеза [1] помимо контроля одной точки в переходной полосе предполагает многократное применение алгоритма Ремеза. Результаты такого синтеза и его детали обсуждаются в [1, 6]. Назовем этот метод – ВЧА-1, эффективность которого проиллюстрируем на примерах 1 – 4, рассмотренных далее.

Предложим модификацию этого метода. Суть обновленного подхода, назовем его ВЧА-Р, заключается в использовании дополнительно к одной, как в методе ВЧА-1, еще $P-1$ точек для контроля переходной полосы на частотах, равномерно расположенных в пределах этой полосы, не включая ее границ. Предполагается, что P – нечетное. При этом необходимо найти лишь уровни АЧХ для $(P-1)/2$ частот первой половины переходной полосы, поскольку для второй половины они определяются через уровни первой, что снижает МСИ [4]. В случае $P = 3$ требуется установить уровень лишь одной точки. Для $P > 3$ проблема усложняется. Однако был найден подход, связанный с введением вспомогательного параметра, по которому определяются уровни всех $(P-1)/2$ точек. Детали этого подхода требуют еще некоторого осмысления, и поэтому их опустим. Здесь лишь отметим, что увеличение числа точек, не улучшает АЧХ фильтра. Поэтому нецелесообразно задавать P заведомо большим. Вес для всех точек в переходной полосе полагается единичным. Было установлено, что его изменение, как и в методе ВЧА-1, может оказывать некоторое влияние на результат. Эффективность усложненного метода ВЧА-Р проиллюстрируем на примерах 3 и 4, рассмотренных далее, ограничившись $P = 3$ и 5.

Альтернативные методы синтеза формирующих КИХ-фильтров

Дадим краткую характеристику ряду альтернативных методов синтеза формирующих линейно-фазовых КИХ-фильтров. Конкретные фильтры, полученные всеми этими методами, включая ВЧА-Р, используем далее для сравнения.

Нелинейное программирование

Предложенный метод синтеза КИХ-фильтров в [2] основан на целевой функции, минимизация которой приводит к решениям с балансом между ослаблением в полосе задерживания, уровнем МСИ, чувствительно-

стью к джиттеру синхронизации и/или уменьшенным отношением пиковой и средней мощности модулированного сигнала. Управление весами в целевой функции позволяет достигать улучшения одних параметров за счет ухудшения других. Предложен алгоритм нелинейного программирования (НЛП), высокая эффективность которого продемонстрирована на примерах синтеза. При этом в качестве начальных приближений использованы SRRC-фильтры, что, как отмечено, не гарантирует нахождения глобально оптимальных решений.

Выпуклая оптимизация

В [3] предложена процедура синтеза КИХ-фильтров, связанная с решением задачи квадратичного программирования с линейными и квадратичными ограничениями, которую можно решить с помощью пакетов выпуклой оптимизации (ВО). Спроектированные фильтры обладают низкими уровнями МСИ и энергии в полосе задерживания в сравнении с ранее представленными в литературе.

Полуаналитический метод

Метод синтеза КИХ-фильтров, предложенный в [4], можно назвать полуаналитическим (ПА). Для фиксированных значений коэффициента передискретизации, фактора ската и групповой задержки (связанной с порядком фильтра) задается маска в виде идеальной АЧХ фильтра для ряда равномерно расположенных частот в основной полосе, включая полосы пропускания, задерживания и переходную. С помощью ОБПФ определяется выражение для импульсной характеристики через неявно заданные уровни АЧХ на частотах переходной полосы. Для нахождения значений этих уровней, число которых растет с увеличением порядка фильтра, но меньше числа его коэффициентов, решается система нелинейных уравнений. Полученный таким образом фильтр обладает большим ослаблением в полосе задерживания и низким уровнем МСИ, что подтверждено на примерах.

Метод стандарта CDMA IS-95

В стандарте CDMA IS-95 [7] приведены коэффициенты формирующего КИХ-фильтра, АЧХ которого, как можно убедиться, является равноволновой и с некоторым запасом удовлетворяет требованиям заданного плана допусков. Метод синтеза не упоминается.

SRRC-подход в стандарте UMTS

Вариант SRRC-фильтра представлен в стандарте UMTS [8]. Несомненным преимуществом SRRC-подхода перед другими методами является его простота. Расчет формирующего КИХ-фильтра выполняется по замкнутому выражению, зависящему от коэффициента передискретизации, фактора ската и порядка фильтра. Для получения заданного ослабления в полосе задерживания, особенно при малом факторе ската, порядок может оказаться неприемлемо большим.

Примеры синтеза формирующих КИХ-фильтров

Представим четыре примера синтеза формирующих КИХ-фильтров. Два из них иллюстрируют возможность метода ВЧА-1 [1] в повторении или улучшении решений

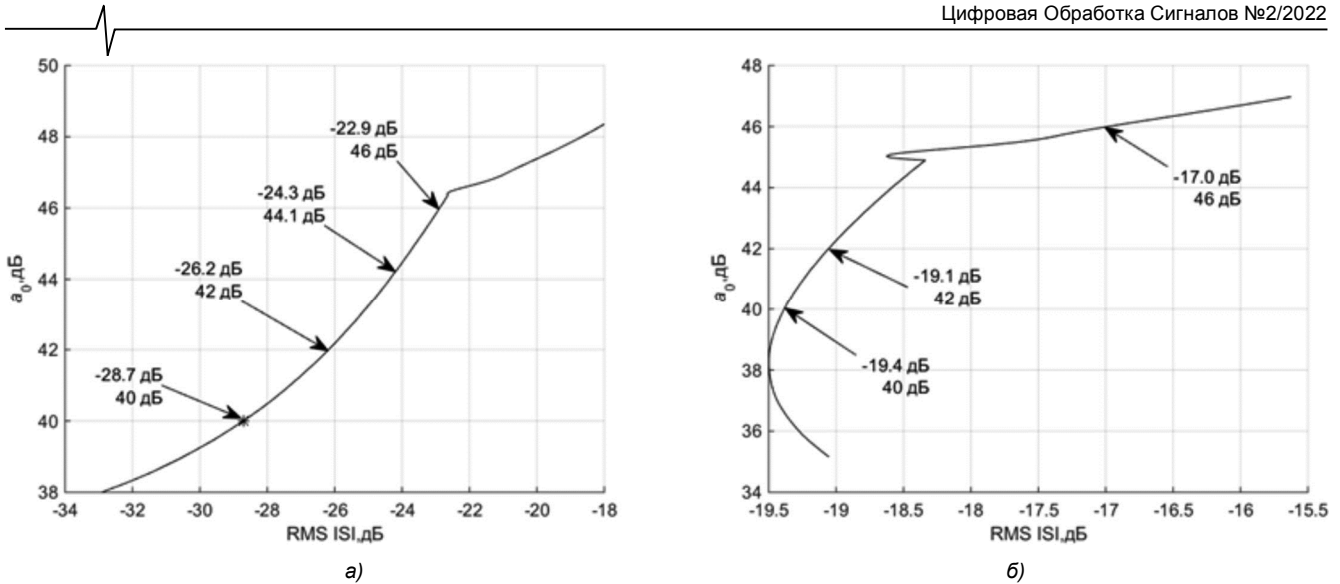


Рис. 1. Кривые компромисса для ВЧА-1(а) и обычного синтеза КИХ-фильтров (б)

методами [2, 3, 7, 8], а два других – возможность методов ВЧА-3 и -5 в значительном улучшении решений методами ВЧА-1 и ПА [4].

Далее для широко известных параметров формирующих фильтров будем использовать следующие обозначения: a_0 – минимальное ослабление АЧХ в полосе задерживания, Peak ISI (Peak of Inter-Symbol Interference) – пиковый уровень МСИ, RMS ISI (Root Mean Square of Inter-Symbol Interference) – среднеквадратичный уровень МСИ. Кроме того, положим, что все частоты нормированы относительно частоты дискретизации.

Пример 1. Требования к формирующему фильтру стандарта CDMA IS-95 [7] следующие:

- частота дискретизации 1;
- коэффициент передискретизации 4;
- порядок фильтра $N = 47$;
- модуль отклонения АЧХ от 0 дБ в полосе пропускания 0 – 0,12 не более 1,5 дБ;
- минимальное ослабление АЧХ в полосе задерживания 0,15055 – 0,5 не менее 40 дБ.

Проведем сравнение ряда формирующих фильтров, удовлетворяющих этим требованиям. Параметры фильтра из стандарта [7] рассчитаем по представленным в нем коэффициентам, а параметры фильтров, синтезированных методами НЛП [2] и ВО [3], позаимствуем из [3]. Кроме того, выполним расчет фильтра методом ВЧА-1 [1] для фактора ската 0,2044, соответствующего частоте 0,15055. Как и в [3], минимизируем уровень RMS ISI.

В табл. 1 представлены параметры всех перечисленных фильтров. Здесь и далее в других таблицах прочерки означают отсутствие данных. Как видим, методы ВО и ВЧА-1 приводят к решениям с идентичными значениями ослабления a_0 и уровня RMS ISI. При оценке a_0 нормировка АЧХ выполнена из условия -1,5 дБ на границе полосы пропускания.

На рис. 1 а показана кривая компромисса (trade-off curve) для метода ВЧА-1, где найденное решение отмечено знаком * и стрелкой. Кривая иллюстрирует, как это решение может быть улучшено по одному из парамет-

ров a_0 или RMS ISI за счет ухудшения другого. Здесь также стрелками указаны характерные точки, которые свидетельствуют о преимуществе метода ВЧА-1 перед методами CDMA IS-95 и НЛП. В этом можно убедиться, сравнивая цифры для точек на кривой рис. 1 а и данные в табл. 1. Отметим, что для $RMS\ ISI > -18$ дБ нарушаются требования по заданному отклонению АЧХ в полосе пропускания. Интересно, что применение метода ВЧА-3 для данного примера не приводит к улучшению результатов. На рис. 1 б показана кривая компромисса для обычного синтеза КИХ-фильтров, т.е., без контроля переходной полосы, но с многократным применением алгоритма Ремеза, как в методе ВЧА-1. Сопоставление равных уровней ослабления a_0 на рис. 1 а и б показывает, что введением в [1] контроля лишь одной точки в переходной полосе проектируемого фильтра можно существенно уменьшить уровень RMS ISI, и особенно при $a_0 = 40$ дБ.

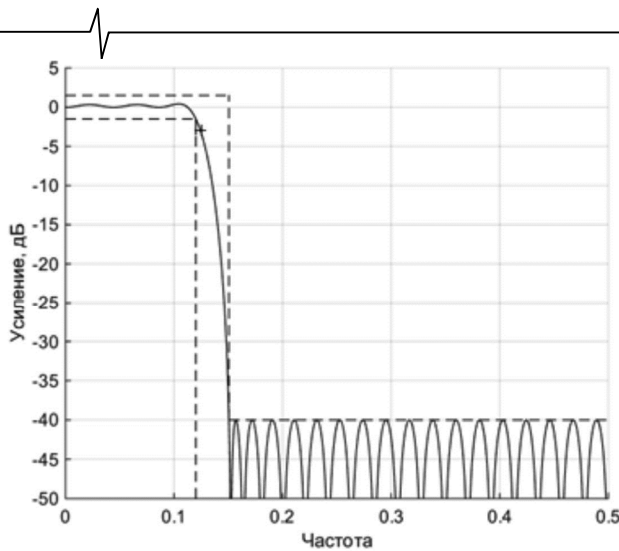
Таблица 1. Параметры формирующих фильтров ($N = 47$)

Метод	a_0 , дБ	RMS ISI, дБ	Peak ISI, дБ
CDMA IS-95	46	-16,4	-6,2
НЛП	42	-24,3	-
ВО	40	-28,7	-
ВЧА-1	40	-28,7	-20,4

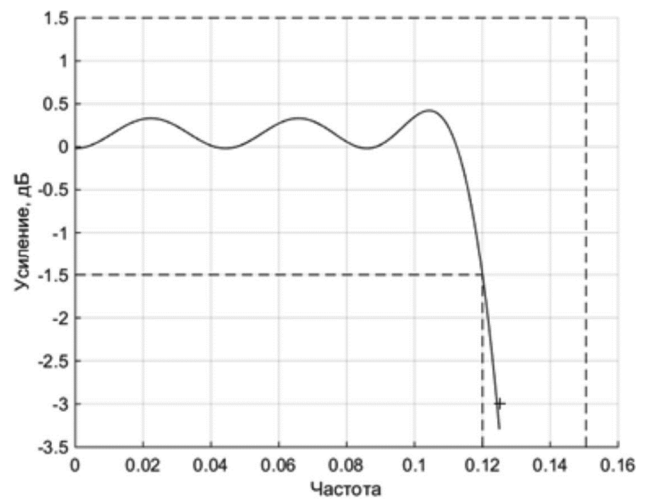
Существует ли другая кривая компромисса (для какого-то иного метода синтеза), которая проходит выше кривой на рис. 1 а? Если нет, то для данного примера метод ВЧА-1 является оптимальным.

На рис. 2 представлена нормированная АЧХ полученного фильтра, соответствующая данным табл. 1 для метода ВЧА-1. На рис. 2 пунктирными линиями показаны заданные допуски. Здесь также указана контролируемая точка (знак +) в переходной полосе с координатами 0,125, -3,01 дБ. Коэффициенты этого фильтра приведены в табл.2.

Заметим, что если в методе ВЧА-1 вместо RMS ISI минимизировать Peak ISI, то параметры, указанные в табл. 1 для этого метода, сохраняются за исключением незначительного улучшения Peak ISI до -20,7 дБ.



а)



б)

Рис. 2. Нормированная АЧХ формирующего фильтра ($N = 47$) в основной полосе (а) и в полосе пропускания (б), полученная методом ВЧА-1

Таблица 2. Коэффициенты фильтра ($N = 47$)

i	$h_i = h_{49-i}$	i	$h_i = h_{49-i}$
1	0,00766433	13	0,00256374
2	-0,02492241	14	0,07366351
3	-0,02822055	15	0,11264336
4	-0,02465760	16	0,08085801
5	-0,00654104	17	-0,02246427
6	0,02004220	18	-0,14792710
7	0,03922809	19	-0,21230625
8	0,03513300	20	-0,13921197
9	0,00398359	21	0,09595224
10	-0,03933359	22	0,44211395
11	-0,06673525	23	0,78608856
12	-0,05354879	24	1
$i=1 - 48$			

Пример 2. Требования к формирующему фильтру из [3] следующие:

- частота дискретизации 1;
- коэффициент передискретизации 4;
- порядок фильтра $N = 48$;
- модуль отклонения АЧХ от 0 дБ в полосе пропускания 0 – 0,12 не более 2 дБ;
- минимальное ослабления АЧХ в полосах задерживания:
 - 0,156 – 0,168 не менее 34 дБ;
 - 0,168 – 0,3274 не менее уровней, заданных прямой линией со значениями 34 дБ и 59,5 дБ на краях полосы;
 - 0,3274 – 0,5 не менее 59,5 дБ.

Эти требования соответствуют маске, полученной ранее (см. [3]) на основе SRRC-фильтра с фактором ската 0,22, рекомендованного в стандарте UMTS [8].

В табл. 3 представлены параметры трех фильтров, а именно рассчитанного методом ВО в [3], а также полученных методами SRRC и ВЧА-1 при выполнении данной работы. Расчет фильтра методом ВЧА-1 проведен для фактора ската 0,248, соответствующего заданной частоте 0,156. При этом, как и в [3], минимизирован уровень RMS ISI. Как видим, методы ВО и ВЧА-1 позволяют

существенно улучшить результаты, соответствующие методу SRRC. В то же время метод ВО несколько уступает методу ВЧА-1.

Таблица 3. Параметры формирующих фильтров ($N = 48$)

Метод	RMS ISI, дБ	Peak ISI, дБ
SRRC	-38,5	-29,7
ВО	-56,7	-
ВЧА-1	-60,54	-48,9

На рис. 3 показана кривая компромисса для метода ВЧА-1, где виден минимум RMS ISI. Здесь ослабление a_0 соответствует заданной частоте 0,156. Как видим, изменению Peak ISI на доли децибела соответствует изменение a_0 в пределах 2,5 дБ. Заметим, что для любой точки на этой кривой выполняются все требования, обусловленные маской.

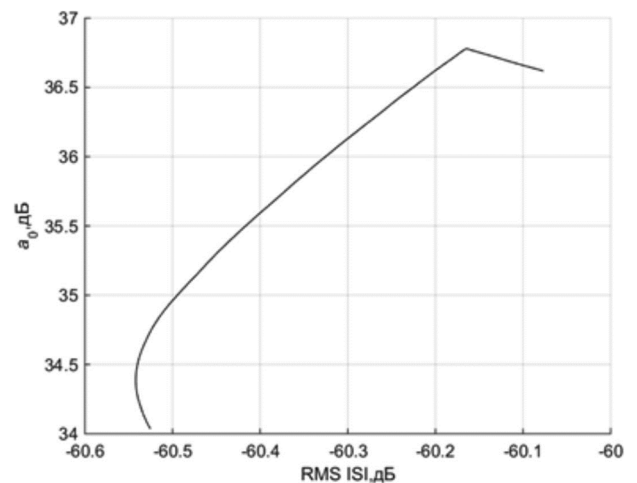


Рис. 3. Кривая компромисса для метода ВЧА-1

Для сравнения на рис. 4 а и б приведены нормированные АЧХ фильтров, соответствующие методам SRRC и ВЧА-1, там же пунктиром показана маска. Нормировка выполнена из условия -2 дБ на границе полосы пропускания. Коэффициенты фильтра, найденного методом ВЧА-1, даны в табл.4.

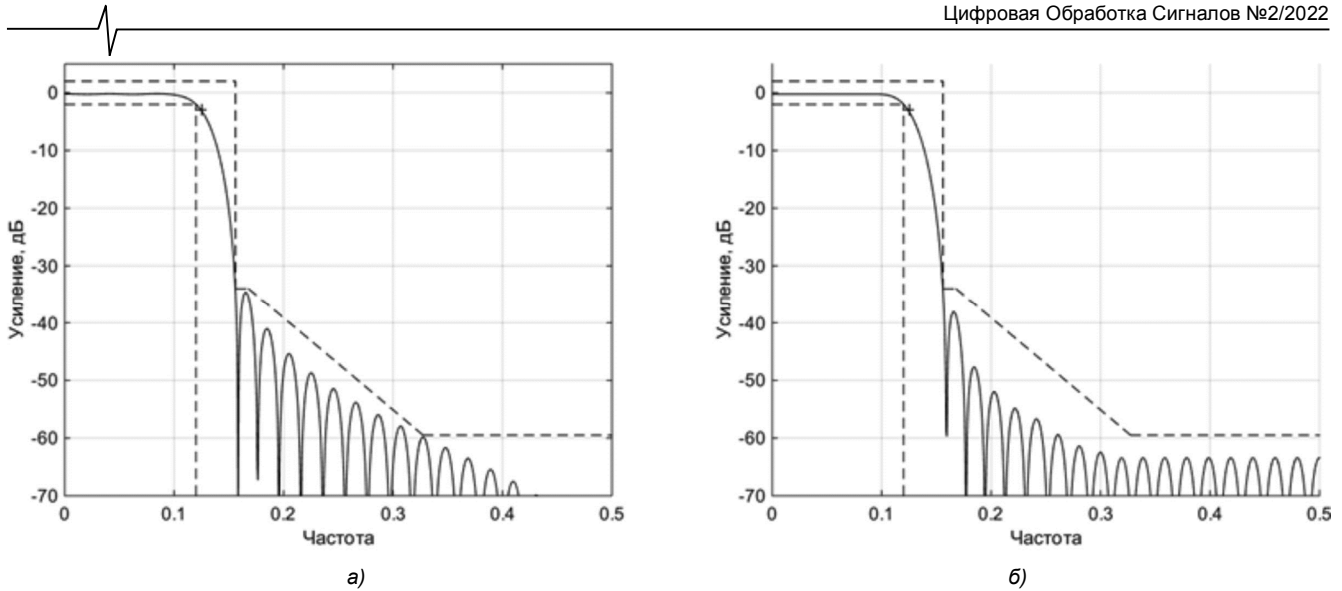


Рис. 4. Нормированные АЧХ формирующих фильтров ($N = 48$), полученных методами SRRC (а) и ВЧА-1(б)

Таблица 4. Коэффициенты фильтра ($N = 48$)

i	$h_i = h_{50-i}$	i	$h_i = h_{50-i}$
1	0,00341290	14	0,01813791
2	0,00332505	15	0,07697570
3	-0,00124520	16	0,09637068
4	-0,00862168	17	0,04502138
5	-0,01175696	18	-0,06516213
6	-0,00472436	19	-0,17217032
7	0,01088340	20	-0,18915141
8	0,02449226	21	-0,05220208
9	0,02254050	22	0,23560127
10	-0,00037837	23	0,59191843
11	-0,03323940	24	0,88612884
12	-0,05183808	25	1
13	-0,03464677	26	0,88612884
$i=1 - 49$			

Пример 3. Требования к формирующему фильтру:

- частота дискретизации 1;
- коэффициент передискретизации 2;
- порядок фильтра $N = 46$;
- фактор ската 0,25;
- минимальное ослабления АЧХ в полосе задерживания не менее 65 дБ.

Для этих требований проведем сравнение формирующих фильтров, полученных обсуждаемыми методами. Расчет SRRC-фильтра выполним по общепринятой методике, а фильтра, соответствующего методу ПА, – по соотношениям и значениям уровней АЧХ в переходной полосе, представленным в [4]. Значение RMS ISI для метода НЛП позаимствуем из [4]. Выполним также расчеты фильтров методом ВЧА-Р, $P = 1, 3, 5$. При этом минимизируем RMS ISI. Оценку ослабления a_0 проведем из условия – максимум нормированной АЧХ равен 0 дБ.

В табл. 5 представлены параметры всех перечисленных фильтров. Заметим, что автор [4] вместо a_0 использует оценки ослабления мощности для фрагментов полосы задерживания. Согласно этим оценкам по графику в [4], метод НЛП в лучшем случае проигрывает методу ПА около 12 дБ. Как видим, метод SRRC значительно уступает всем другим методам. Для методов ВЧА-3 и -5 приведены данные по двум решениям.

Таблица 5. Параметры формирующих фильтров ($N = 46$)

Метод	a_0 , дБ	RMS ISI, дБ	Peak ISI, дБ
SRRC	31	-53	-45
НЛП	-	-84	-
ПА	65	-72	-60
ВЧА-1	79,6	-62,7	-49
ВЧА-3	81	-72	-60
	58	-84	-71
ВЧА-5	65,6	-80,4	-69
	62	-84	-71

Первое решение методом ВЧА-3 в сравнении с ПА позволяет существенно увеличить ослабление a_0 при сохранении уровня МСИ, а в сравнении с методом ВЧА-1 – существенно уменьшить уровень МСИ, причем даже при некотором увеличении a_0 . В то же время первое решение методом ВЧА-5 дает минимальные значения уровней МСИ при удовлетворении требования $a_0 \geq 65$ дБ.

Вторые решения методами ВЧА-3 и -5 не удовлетворяют требованию по a_0 , но, согласно табл. 5, наряду с решением методом НЛП, дают самые низкие и идентичные значения RMS ISI. Как видим, метод ВЧА-5 в сравнении с ВЧА-3 приводит к увеличению a_0 .

На рис. 5 а-в представлены кривая компромисса для метода ВЧА-1 и семейства таких кривых для методов ВЧА-3 и -5, где можно наблюдать значения a_0 и RMS ISI приведенные в табл. 5.

Семейство на рис. 5 б обусловлено различными уровнями (от -0,2129 до -0,0575 дБ) нормированной АЧХ в переходной полосе для дополнительной контролируемой точки в методе ВЧА-3. Для указанного верхнего решения этот уровень равен -0,0728 дБ, а для нижнего – -0,1769 дБ. Заметим, что более точное описание окрестности верхнего решения не дает лучшего значения RMS ISI. Семейство на рис. 5 в обусловлено различными уровнями нормированной АЧХ в переходной полосе сразу для двух дополнительных контролируемых точек в методе ВЧА-5. Каждой кривой семейства соответствует свое значение упомянутого ранее вспомогательного параметра. Двигаясь по левому фронту каждого из семейств можно в достаточно широких диапазонах изменять соотношение между значениями ослабления и

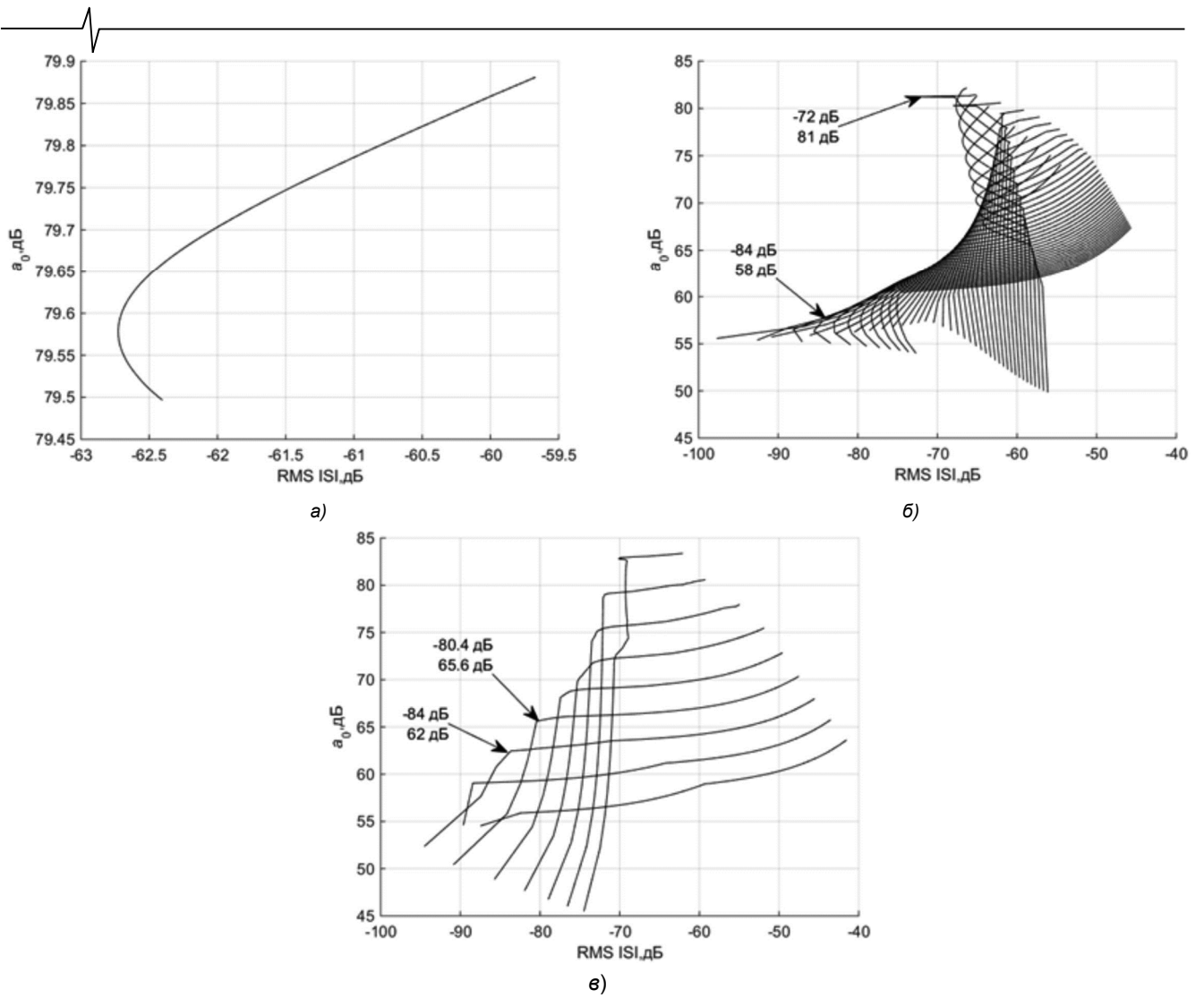
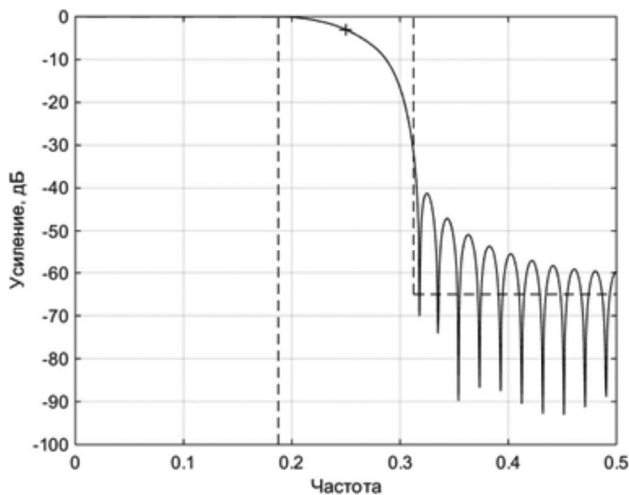


Рис. 5. Кривая компромисса для метода ВЧА-1 (а) и семейства кривых компромисса для методов ВЧА-3 (б) и ВЧА-5 (в)

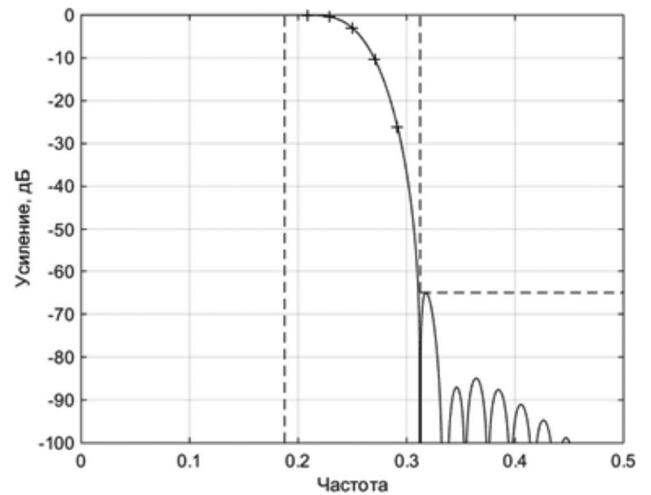
МСИ. Отметим, что для обсуждаемого примера метод ВЧА-7 не дает привлекательных результатов.

Для сравнения на рис. 6 а-г показаны нормированные АЧХ для четырех фильтров. Методам ВЧА-3 и -5 соответствуют данные в табл. 5 с ослаблением $a_0 > 65$ дБ. Вертикальные пунктирные линии соответствуют частотам, определяемым по заданному коэф-

фициенту ската, а горизонтальная пунктирная линия фиксирует заданный уровень ослабления. На рис. 6 также указаны и контролируемые точки (значок +) переходной полосы. Лишь одна из них (координаты 0,25, -3,01 дБ) повторяется на всех четырех графиках. Коэффициенты фильтра, найденные методом ВЧА-5, даны в табл. 6.



а)



б)

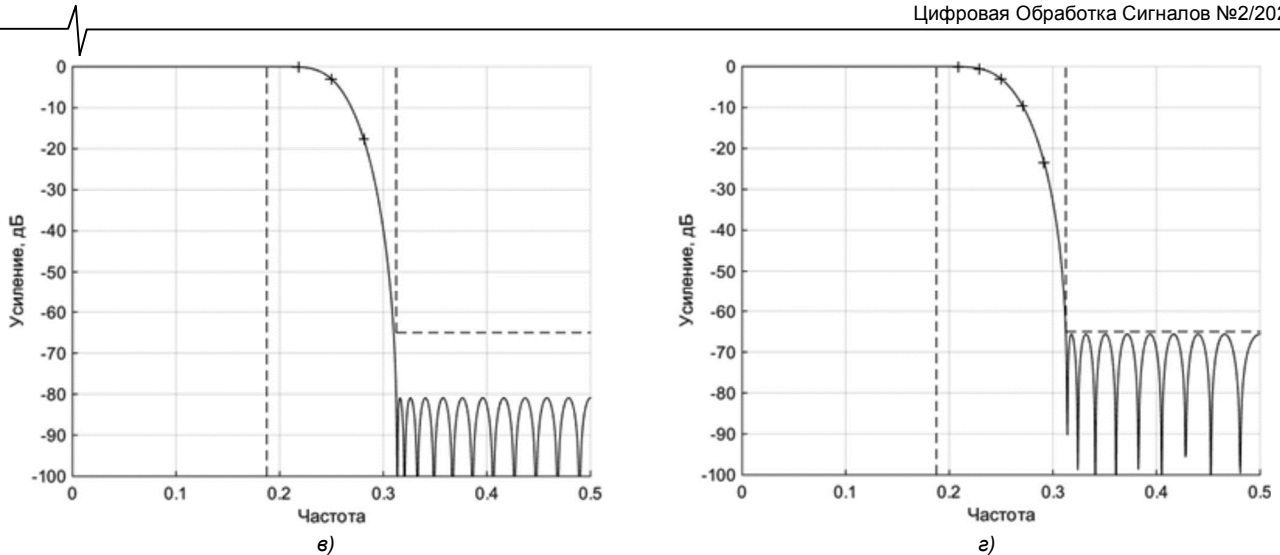


Рис. 6. Нормированные АЧХ формирующих фильтров ($N = 46$), полученных методами SRRC (а), ПА (б), ВЧА-3 (в) и ВЧА-5 (г)

Таблица 6. Коэффициенты фильтра ($N = 46$)

i	$h_i = h_{48-i}$	i	$h_i = h_{48-i}$
1	-0,00019868	13	-0,01360447
2	0,00014820	14	-0,01770374
3	0,00010435	15	0,02743521
4	0,00003691	16	0,02478019
5	0,00005559	17	-0,05111666
6	-0,00117141	18	-0,03189583
7	0,00057290	19	0,09335399
8	0,00303172	20	0,03795420
9	-0,00206044	21	-0,18465211
10	-0,00651535	22	-0,04207268
11	0,00598117	23	0,60259852
12	0,01137596	24	1
$i=1-47$			

Пример 4. Требования к формирующему фильтру:

- частота дискретизации 1,
- коэффициент передискретизации 2,
- порядок фильтра $N = 62$,
- фактор ската 0,25,
- минимальное ослабления АЧХ в полосе задерживания не менее 63 дБ.

Для данного примера сравним формирующие фильтры, полученные методами SRRC, НЛП, ПА, ВЧА-1 и -3. Расчет SRRC-фильтра выполним по общепринятой ме-

тодике. Как и в предыдущем примере, воспользуемся результатами, достигнутыми методами НЛП и ПА в [4]. Для данного примера метод НЛП, согласно критерию оценки ослабления, применяемому в [4], превосходит метод ПА примерно на 10 дБ. Методы ВЧА-1 и -3 используем для минимизации уровня Peak ISI. Нормировка АЧХ как в предыдущем примере.

В табл. 7 представлены параметры всех обсуждаемых фильтров. Метод SRRC значительно уступает методам ПА и ВЧА-3 как по ослаблению a_0 , так и по МСИ (RMS ISI и Peak ISI), а также методу НЛП по уровню RMS ISI. Метод ВЧА-1 приводит к чрезмерно большому ослаблению и к уровням МСИ, сопоставимым лишь с достигнутыми методом SRRC. Все параметры фильтра, полученные методом ВЧА-3, много лучше найденных методом ПА. Кроме того, метод ВЧА-3 приводит к улучшению значений RMS ISI и, возможно, a_0 , достигнутых методом НЛП.

Таблица 7. Параметры формирующих фильтров ($N = 62$)

Метод	a_0 , дБ	RMS ISI, дБ	Peak ISI, дБ
SRRC	33,8	-57,9	-49,1
НЛП	-	-108	-
ПА	63	-94	-82
ВЧА-1	107,5	-64	-48,7
ВЧА-3	77,3	-115	-99

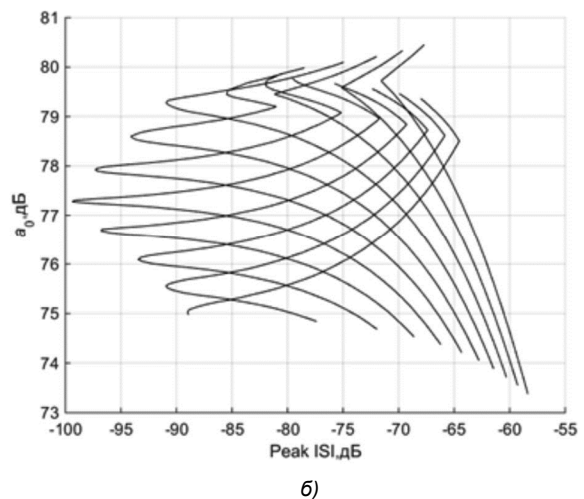
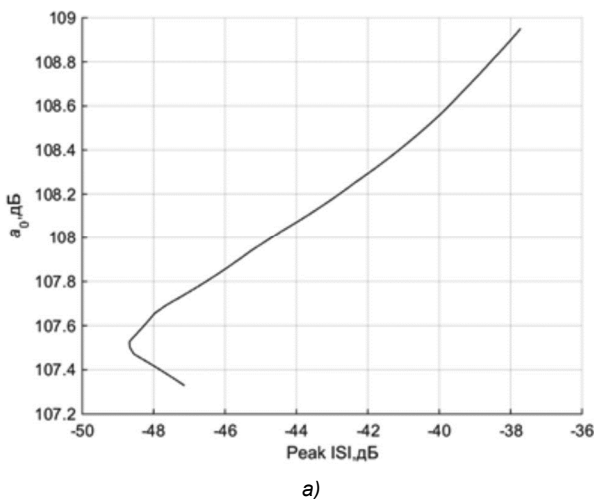


Рис. 7. Кривая компромисса для метода ВЧА-1 (а) и семейство кривых компромисса для метода ВЧА-3 (б)

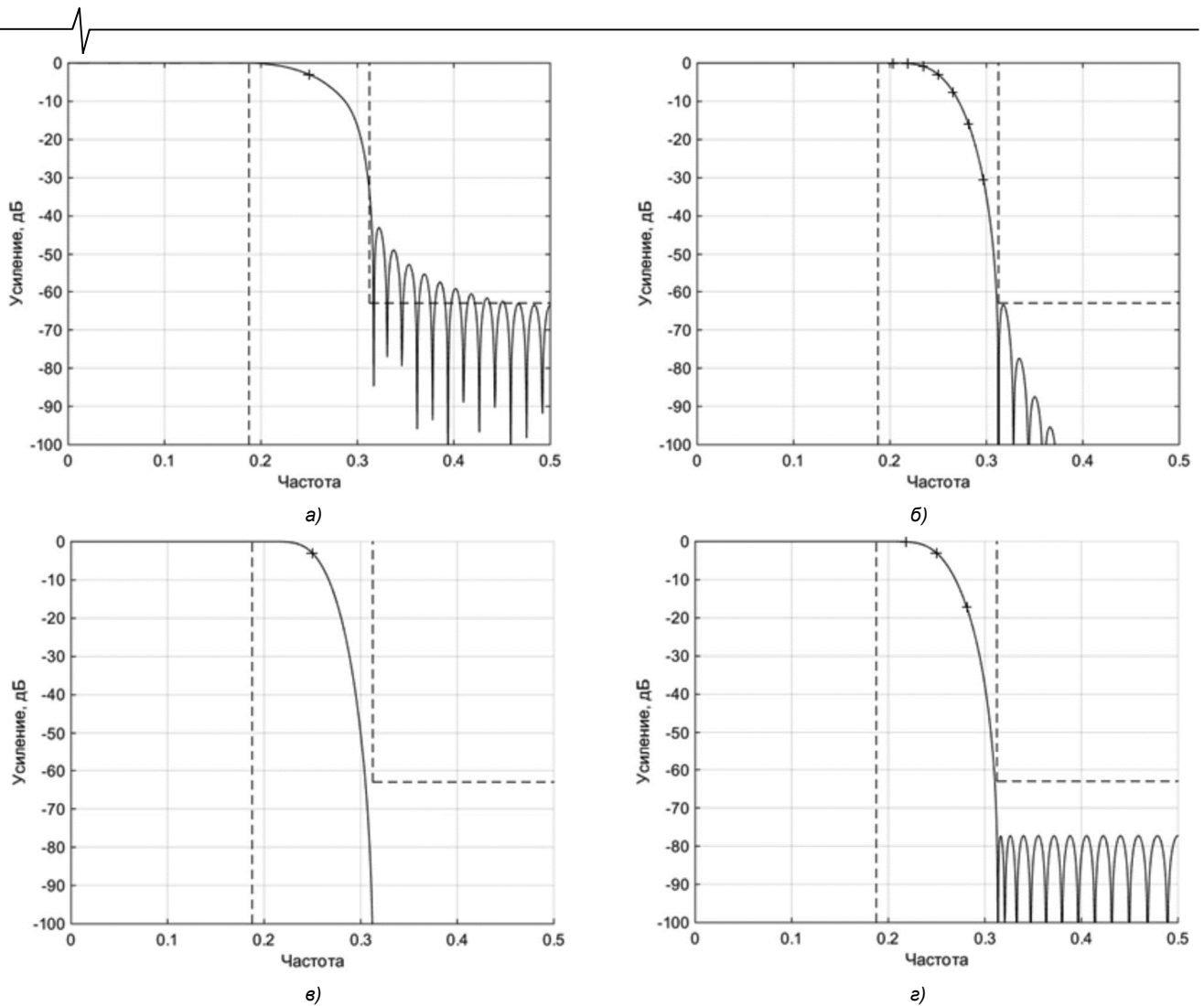


Рис. 8. Нормированные АЧХ формирующих фильтров ($N = 62$), полученных методами SRRC (а), ПА (б), ВЧА-1 (в) и ВЧА-3 (г)

Таблица 8. Коэффициенты фильтра ($N = 62$)

i	$h_i = h_{64-i}$	i	$h_i = h_{64-i}$
1	0,00001311	17	-0,00444197
2	-0,00004955	18	-0,00825816
3	0,00004412	19	0,00926709
4	0,00008040	20	0,01294261
5	-0,00016585	21	-0,01783872
6	-0,00002066	22	-0,01858658
7	0,00018331	23	0,03220887
8	0,00011960	24	0,02472176
9	-0,00028315	25	-0,05598588
10	-0,00035855	26	-0,03067118
11	0,00041493	27	0,09768030
12	0,00104767	28	0,03566867
13	-0,00085164	29	-0,18801305
14	-0,00241218	30	-0,03900384
15	0,00196239	31	0,60565269
16	0,00475758	32	1
$i = 1-63$			

На рис. 7 а и б показана кривая компромисса для метода ВЧА-1 и семейство таких кривых для метода ВЧА-3, где можно видеть точки минимума Peak ISI, указанные в табл. 7. Семейство на рис. 7 б обусловлено различными уровнями (от -0,0873 до -0,0763 дБ) норми-

рованной АЧХ в переходной полосе для дополнительной контролируемой точки в методе ВЧА-3. Для кривой, соответствующей минимуму Peak ISI, этот уровень равен -0,0829 дБ.

Для сравнения на рис. 8 а-г представлены нормированные АЧХ четырех фильтров. Вертикальные и горизонтальные пунктирные линии, а также точки, помеченные знаком +, пояснены в примере 3. Коэффициенты фильтра, найденные методом ВЧА-3, даны в табл. 8.

Заключение

Рассмотрена проблема синтеза пары согласованных формирующих линейно-фазовых КИХ-фильтров для систем цифровой связи. Синтез предполагает получение заданного ослабления АЧХ в полосе задерживания и минимального уровня МСИ. Метод синтеза на основе взвешенной чебышевской аппроксимации с применением алгоритма Ремеза при дополнительном контроле переходной полосы в одной точке и подборе веса для уровня АЧХ в полосе задерживания сравнивается с несколькими альтернативными подходами, использующими функцию корень квадратный из приподнятого косинуса, нелинейное программирование, выпуклую оптимизацию и полуаналитическую процедуру, включающую численное решение системы нелинейных уравнений. На

примерах формирующих фильтров, взятых из литературы, показано, что этот метод не всегда приводит к повторению или улучшению известных решений. Однако предложенная в статье его модификация, связанная с добавлением еще нескольких условий для контроля переходной полосы, может способствовать значительному улучшению этих решений как по ослаблению в полосе задерживания при аналогичном значении МСИ, так и по каждому из этих параметров.

Литература

1. Siohan P., Moreau de Saint-Martin F. New designs of linear-phase transmitter and receiver filters for digital transmission systems // IEEE Trans. 1999. CAS-II, vol. 47, no. 4, pp. 428-433.
2. Farhang-Boroujeny B. A square-root Nyquist (M) filter design for digital communication systems // IEEE Trans on SP. 2008, vol. 56, no. 5, pp. 2127-2132.
3. Ashrafi A. Optimized linear phase square-root Nyquist

FIR filters for CDMA IS-95 and UMTS standards// Signal Processing. 2013, vol. 93, no. 4, pp. 866-873.

4. Traverso S. A family of square-root Nyquist filter with low group delay and high stopband attenuation // IEEE Communication Letters. 2016, vol. 20, no. 6, pp. 1136-1139.

5. Xiao R., Lei Q., Guo X., Du W., Zhao Y. A design of two sub-stage square-root Nyquist matched filter// IEEE Access. 2018, vol. 6, May, pp. 23292-23302.

6. Мингазин А.Т. Синтез квантованных формирующих КИХ-фильтров для систем цифровой связи //Цифровая обработка сигналов. 2021. № 4. С. 3-15.

7. Proposed EIA/TIA interim standard. Wideband spread spectrum digital cellular system dual-mode mobile station-base station compatibility standard. Tech. Rep. TR 45.5. Qualcomm Inc. San Diego. CA (Apr. 1992).

8. Universal mobile telecommunications systems (UMTS); UMTS terrestrial radio access (UTRA); concept evaluation. Tech. Rep. TR 101 146 version 3.0.0 (1997-12). Euro. Telecommun. Stand. Inst. Sophia Antipolis. France (Dec. 1997).

НОВЫЕ КНИГИ

Основы статистической теории радиотехнических систем: Учебное пособие под ред. А.В. Коренного. М.: Изд-во Радиотехника, 2021 г. 240 с.: ил.

Приведены необходимые сведения из теории вероятностей, случайных процессов и математической статистики, и на их основе рассмотрены статистические методы анализа линейных и нелинейных систем. На базе теории фильтрации изложены современные методы синтеза радиоэлектронных систем различного назначения, основы теории информации и методы статистического моделирования. Методика применения теоретических результатов к решению практических задач проиллюстрирована содержательными примерами.

Предназначено для слушателей и курсантов военных вузов, а также студентов вузов, обучающихся по специальности «Радиоэлектронные системы и комплексы». Может быть аспирантам и преподавателям вузов, занимающихся вопросами синтеза и анализа радиотехнических устройств и систем.

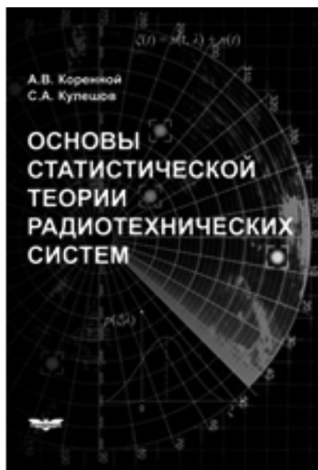
Гаврилов К.Ю., Каменский И.В., Кирдяшкин В.В., Линников О.Н.

Моделирование и обработка радиолокационных сигналов в MATLAB: Учебное пособие. М.: Изд-во Радиотехника, 2020 г. 264 с.: ил.

Рассмотрены методы моделирования радиолокационных сигналов при отражении от сложных целей, принципы моделирования аналоговых и цифровых устройств обработки сигналов, включающие формирование двумерной матрицы цифровых отсчетов, методы согласованной фильтрации, обнаружения и обработки сигналов в импульсно-доплеровских радиолокационных системах.

Показаны примеры обработки наиболее распространенных видов радиолокационных сигналов – импульсных, с линейной частотной модуляцией и фазо-кодированных сигналов. Приведены программы моделирования и обработки сигналов в среде MATLAB.

Для студентов, аспирантов и инженеров, изучающих и использующих теорию радиолокации и методы моделирования и обработки радиолокационных сигналов. Будет полезна научным работникам и разработчикам радиолокационных систем.



УПРОЩЕННЫЕ АДАПТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ НА БАЗЕ РЕКУРСИВНЫХ АЛГОРИТМОВ ПО КРИТЕРИЮ НАИМЕНЬШИХ КВАДРАТОВ

Джиган В.И., д.т.н., главный научный сотрудник Института проблем проектирования в микроэлектронике Российской академии наук, г. Москва, Россия, e-mail: djigan@ippm.ru

SIMPLIFIED ADAPTIVE FILTERS BASED ON RECURSIVE LEAST SQUARES ALGORITHMS

Djigan V.I.

This paper presents two adaptive filters with reduced computational complexity. They are the cascade adaptive filter and the adaptive filter with a diagonalized correlation matrix of the input signal. The weights of these filters are computed using the Recursive Least Squares (RLS) algorithms. Computational complexity, i.e. the number of the arithmetic operations required to perform one iteration, is less in the both filters compared to the traditional implementation of the adaptive filter. The reducing of the computational complexity is achieved only if the RLS algorithms with quadratic complexity are used. Therefore, the gradient algorithms or the fast RLS algorithms with linear computational complexity are not considered in the paper. The computational complexity of the considered adaptive filters is the same, but the efficiency is different. The cost of the computational complexity reducing is some degradation of the adaptive filter characteristics. The paper presents the characteristics of the considered adaptive filters obtained by simulation. They are the echo return loss enhancement and the mismatch. The first characteristics is the ratio of the energy of the desired signal to the energy of the error signal of the adaptive filter, and the second one is the Euclidean distance between the vector of the weights of the identified system (linear filter) and the vector of the weights of the adaptive filter. The simulation results demonstrate the superiority of the adaptive filter with a diagonalized correlation matrix over the cascade adaptive filter in terms of above specified characteristics in steady-state. However, this improvement is achieved by the increased duration of the adaptive filter transient response. It is shown, that in case of the correlated signal processing the dimension of the nonzero matrices over the diagonal correlation matrix of the adaptive filter is determined by the half-width of the signal autocorrelation function. The paper presents the RLS algorithms based on the matrix inversion lemma. However, the results and conclusions are valid for any RLS algorithms with quadratic computational complexity, such as ones based on the QR decomposition or Householder transform.

Key words: linear system identification, adaptive filters, cascaded adaptive filter, simplified adaptive filter, Recursive Least Squares, RLS algorithm, Matrix Inversion Lemma, correlation matrix, matrix diagonalization.

Ключевые слова: идентификация линейной системы, адаптивные фильтры, каскадный адаптивный фильтр, упрощенный адаптивный фильтр, рекурсивный метод наименьших квадратов, RLS-алгоритм, лемма об обращении матрицы, корреляционная матрица, диагонализация матрицы.

Введение

Во всех областях деятельности современного человека сегодня наблюдается бурный рост использования цифровых информационных технологий, которые постепенно заменяют традиционные аналоговые технологии получения, передачи, хранения и обработки информации. Цифровая обработка сигналов играет в этом процессе важную роль, обеспечивая преобразование непрерывных физических сигналов в цифровую форму и дальнейшую обработку полученных цифровых данных с использованием дискретных версий алгоритмов обработки сигналов [1, 2]. Адаптивная обработка сигналов [3-7] – это одно из передовых направлений в современной цифровой обработке сигналов. Сегодня она широко используется в различных радиоэлектронных устройствах [8], таких как адаптивные антенные решетки [9], акустические

Рассматриваются два адаптивных фильтра с пониженной вычислительной сложностью. Это каскадный адаптивный фильтр и адаптивный фильтр с диагонализированной корреляционной матрицей входного сигнала. Весовые коэффициенты данных фильтров рассчитываются с помощью рекурсивных алгоритмов по критерию наименьших квадратов (Recursive Least Squares, RLS). Вычислительная сложность, т.е. число арифметических операций, требуемых для выполнения одной итерации, в обоих адаптивных фильтрах меньше по сравнению со стандартной реализацией адаптивного фильтра. Уменьшение сложности достигается только при использовании RLS-алгоритмов с квадратичной вычислительной сложностью. Поэтому градиентные алгоритмы или быстрые RLS-алгоритмы с линейной вычислительной сложностью в работе не рассматриваются. Вычислительная сложность рассмотренных адаптивных фильтров одинаковая, но эффективность разная. Ценой уменьшения вычислительной сложности является некоторое ухудшение характеристик адаптивных фильтров. В статье приводятся характеристики рассмотренных адаптивных фильтров, полученные путем моделирования. Это коэффициент подавления эхо-сигналов и рассогласование. Первая характеристика – это отношение энергии требуемого сигнала к энергии сигнала ошибок адаптивного фильтра, а вторая – евклидово расстояние между вектором весовых коэффициентов идентифицируемой системы (линейного фильтра) и вектором весовых коэффициентов адаптивного фильтра. Результаты моделирования демонстрируют превосходство адаптивного фильтра с диагонализированной корреляционной матрицей над каскадным адаптивным фильтром в терминах указанных характеристик в установившемся состоянии. Однако данное улучшение достигается за счет некоторого увеличения длительности переходного процесса. Показано, что при обработке коррелированного сигнала, размерность ненулевых матриц вдоль диагонали полной корреляционной матрицы адаптивного фильтра определяется половиной ширины автокорреляционной функции этого сигнала. Представлены RLS-алгоритмы на основе леммы об обращении матрицы. Однако полученные результаты и выводы справедливы для любых RLS-алгоритмов с квадратичной вычислительной сложностью, таких как алгоритмы на основе QR-разложения или преобразования Хаусхолдера.

[10] и электрические [11] эхокомпенсаторы, эквалайзеры каналов связи [12], цифровые предсказатели сигналов усилителей мощности [13], активные компенсаторы шума [14], и в ряде других.

Основным элементом любого адаптивного устройства является адаптивный фильтр, который состоит из линейного или нелинейного фильтра с изменяемыми весовыми коэффициентами и алгоритма, в котором эти коэффициенты вычисляются в реальном времени. Некоторые из этих алгоритмов, такие как простейший градиентный алгоритм по критерию наименьшего среднего квадрата (Least Mean Square, LMS) или нормализованный LMS (Normalizer LMS, NLMS) [15], имеют линейную сложность $O(N)$ арифметических операций на одну итерацию, длительность которой равна периоду отсчетов обрабатываемых сигналов. Здесь N – число весовых коэффициентов адаптивного фильтра. Другие алгоритмы, такие как рекурсивные алгоритмы по критерию наименьшего квадрата (Recursive Least Squares, RLS) [16-18], имеют квадратичную сложность $O(N^2)$.

Несмотря на большую вычислительную сложность, адаптивные фильтры на основе RLS-алгоритмов обеспечивают лучшие показатели качества, такие как скорость сходимости и среднеквадратичная ошибка в установившемся состоянии, по сравнению с адаптивными фильтрами на основе простейших LMS- или NLMS-алгоритмов. Поэтому при большом значении N (сотни и даже тысячи весовых коэффициентов) задача уменьшения сложности RLS-алгоритмов становится актуальной. Это уменьшение может быть достигнуто, например, за счет использования быстрых (вычислительно эффективных) RLS-алгоритмов с линейной сложностью $O(N)$ [19]. Однако данные алгоритмы могут быть нестабильными даже в стабилизированных версиях [20], если число весовых коэффициентов N большое.

RLS-алгоритм на основе леммы об обращении матрицы (Matrix Inversion Lemma, MIL), является наиболее известным и широко используемым алгоритмом среди адаптивных алгоритмов сложности $O(N^2)$ [16]. Уменьшение вычислительной сложности этого алгоритма и повышение его устойчивости может быть достигнуто, например, путем учета эрмитовой структуры корреляционной матрицы входного сигнала адаптивного фильтра [21]. Однако в приложениях с большим числом весовых коэффициентов N даже пониженная таким образом вычислительная сложность все еще может оставаться большой.

Цель настоящей статьи – представить архитектуры, вычислительные процедуры и продемонстрировать эффективность адаптивных фильтров на основе RLS-

алгоритмов с пониженной вычислительной сложностью. Уменьшение вычислительной сложности достигается за счет каскадной архитектуры или за счет диагонализации корреляционной матрицы входного сигнала адаптивного фильтра.

Хотя дальнейшее описание адаптивных фильтров основано на рассмотрении MIL RLS-алгоритмов, все результаты и выводы действительны для любых RLS-алгоритмов с квадратичной вычислительной сложностью $O(N^2)$, например, для алгоритмов, основанных на QR-разложении или преобразовании Хаусхолдера [3-7].

Каскадные адаптивные фильтры на основе RLS алгоритмов

Каскадная архитектура адаптивного фильтра приведена на рис. 1. Данная архитектура была предложена в [22]. В этой работе рассматривался адаптивный фильтр на основе LMS-алгоритма, в котором ряд вычислений производился табличным способом с использованием распределенной арифметики [23]. В данном случае каскадная архитектура адаптивного фильтра позволяла экономить память для хранения таблиц. Однако эта архитектура не анализировалась с точки зрения качества процесса адаптации, а также не рассматривалась для адаптивных фильтров, основанных на RLS-алгоритмах, безотносительно способа их реализации.

На рис. 1, $x(k)$, $y(k)$, $d(k)$ и $\alpha(k)$ – это входной, выходной, полезный сигнал и сигналы ошибки, соответственно, адаптивного фильтра с N весовыми коэффициентами. При каскадном построении, этот фильтр можно разделить на M субфильтров с разным в общем случае числом N_m весовых коэффициентов. Здесь D_m – задержка, обусловленная m -м адаптивным субфильтром, и k – номер отсчета обрабатываемого сигнала, который совпадает с номером итерации адаптивного фильтра. На рис. 1 для наглядности линии задержки D_m показаны как отдельные элементы, но на самом деле это те же линии задержки, которые содержат выборки входных сигналов M субфильтров и используются для вычисления выходных сигналов этих субфильтров.

Идея, на которой основан каскадный адаптивный фильтр, заключается в следующем. Большинство адаптивных фильтров решает задачу идентификации неизвестной линейной системы, моделируемой линейным фильтром с конечной импульсной характеристикой и постоянными весовыми коэффициентами [3-7]. Входным сигналом идентифицируемой системы является сигнал $x(k)$, а выходным – сигнал

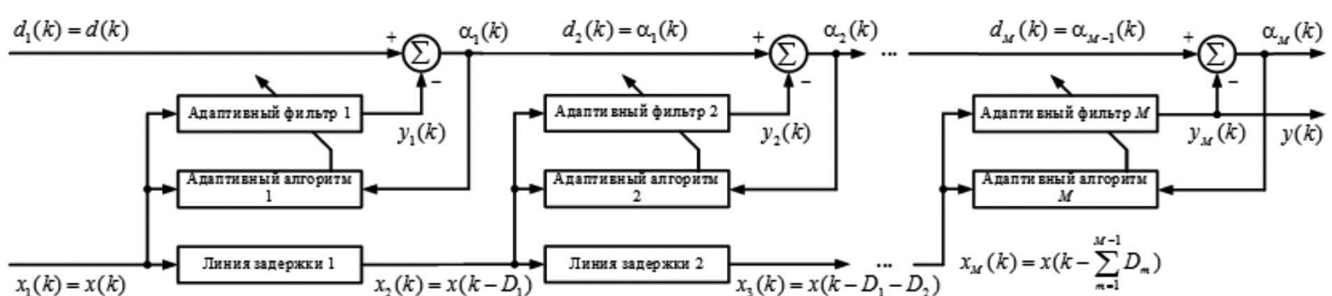
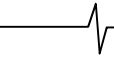


Рис. 1. Каскадный адаптивный фильтр



$$d(k) = \mathbf{w}_N^H \mathbf{x}_N(k), \quad (1)$$

где $\mathbf{w}_N = [w_1, w_2, \dots, w_n, \dots, w_N]^T$ – дискретная модель идентифицируемой системы, то есть линейный фильтр с инвариантными во времени весовыми коэффициентами w_n , а $\mathbf{x}_N(k) = [x(k), x(k-1), \dots, x(k-n-1), \dots, x(k-N-1)]^T$ – вектор отсчетов входного сигнала $x(k)$, хранящихся в памяти этого фильтра (в линии задержки).

Здесь и далее строчные буквы обозначают скалярные переменные и элементы векторов и матриц. Векторы и матрицы обозначаются жирными большими и малыми буквами, соответственно. Верхний индекс T обозначает транспонирование вектора или матрицы, а верхний индекс H обозначает эрмитово транспонирование, то есть транспонирование вектора или матрицы и комплексное сопряжение его элементов, обозначаемое как $*$. Нижний индекс N указывает на число элементов в векторе или на число элементов $N \times N$ в квадратной матрице.

Выходной сигнал адаптивного фильтра, участвующего в идентификации линейной системы, формируется как

$$y(k) = \mathbf{h}_N^H(k-1) \mathbf{x}_N(k), \quad (2)$$

где $\mathbf{h}_N(k) = [h_1(k), h_2(k), \dots, h_n(k), \dots, h_N(k)]^T$ – вектор весовых коэффициентов $h_n(k)$ этого фильтра.

На практике, фактическое число весовых коэффициентов идентифицируемой системы неизвестно. Оно может быть лишь приблизительно оценено путем предварительного моделирования этой системы или измерения характеристик её физического образца. Обычно $N_{act} > N$, где N_{act} – фактическое число весовых коэффициентов идентифицируемого фильтра. В большинстве применений адаптивных фильтров сигнал $d(k)$ содержит некоторый аддитивный шум $z(k)$, который мешает качественному решению задачи идентификации. Шум на рис. 1 не показан. Однако, даже если этот шум, генерируемый внешним источником, например шум канала связи, отсутствует, то он все равно появляется, если $N < N_{act}$.

Действительно, если предположить, что вектор \mathbf{w}_N первых весовых коэффициентов вектора $\mathbf{w}_{N_{act}}$ точно идентифицируется адаптивным фильтром, т.е. $\mathbf{h}_N(k) = \mathbf{w}_N$, то аддитивный шум будет

$$z(k) = \mathbf{w}_{N_{act}-N}^H \mathbf{x}_{N_{act}-N}(k). \quad (3)$$

Здесь вектор $\mathbf{x}_{N_{act}-N}(k)$ определяется аналогично вектору $\mathbf{x}_N(k)$. Шум $z(k)$ добавляется непосредственно к сигналу ошибки адаптивного фильтра, поскольку

$$\alpha(k) = d(k) - y(k) = \mathbf{w}_N^H \mathbf{x}_N(k) - \mathbf{w}_{N_{act}-N}^H \mathbf{x}_{N_{act}-N}(k) - \mathbf{h}_N^H(k-1) \mathbf{x}_N(k) = -z(k), \quad (4)$$

что нарушает процесс идентификации [5].

Для упрощения дальнейших выкладок предполагается, что идентифицируемый и адаптивный фильтры имеют одинаковое число весовых коэффициентов N , а также отсутствует аддитивный шума канала. В этом

случае $z(k) = 0$. Однако, если фильтр с весовыми коэффициентами $\mathbf{h}_N(k)$ разделен на M субфильтров с $N_m < N$ весовыми коэффициентами каждый, см. рис. 1, то аналогичный аддитивный шум $z_m(k)$ возникает в каждом из сигналов ошибки $\alpha_m(k)$, за исключением $\alpha_M(k)$. Теоретически, если бы шум $z_m(k)$ был равен нулю, то прямая и каскадная реализации адаптивного фильтра были бы математически эквивалентны. Однако это невозможно, так как $N_m < N$, что приводит к появлению шума

$$z_m(k) = \mathbf{w}_{N_{rem}}^H \mathbf{x}_{N_{rem}}(k), \quad (5)$$

который мешает адаптации. Здесь $N_{rem} = N_{act} - \sum_{i=1}^m N_m$ – число оставшихся весовых коэффициентов, которые не идентифицируются набором первых адаптивных субфильтров с первого по m -й включительно.

С учетом вышесказанного, вычислительную процедуру на основе MIL RLS-алгоритма [3-7] для адаптивного фильтра с каскадной архитектурой, см. рис. 1, можно представить как показано в табл. 1.

Здесь $\mathbf{R}_{N_m}^{-1}(k)$ – матрица, обратная корреляционной матрице $\mathbf{R}_{N_m}(k)$; $\mathbf{g}_{N_m}(k)$ – вектор коэффициентов Калмана; $\mathbf{x}_{N_m}(k)$ и $\mathbf{h}_{N_m}(k)$ – векторы входных сигналов и весовых коэффициентов m -го адаптивного субфильтра в каскаде, $\mathbf{I}_{N_m}(k)$ – единичная матрица, δ^{-2} – параметр начальной регуляризации корреляционной матрицы и λ – коэффициент забывания [3-7].

Моделирование каскадных адаптивных фильтров основе RLS алгоритмов

Эффективность архитектуры адаптивного фильтра, см. рис. 1, с MIL RLS-алгоритмом в каждом субфильтре демонстрируется посредством моделирования. В качестве примера при моделировании рассматривалась задача идентификации линейного фильтра со 128 инвариантными во времени весовыми коэффициентами, см. рис. 2, из стандарта [24] для эхокомпенсаторов в проводных каналах связи.

Входным сигналом $x(k)$ идентифицируемого и адаптивного фильтров являлся белый гауссов шум. В этом случае число обусловленности корреляционной матрицы такого сигнала равно $\chi = 1$. При моделировании к сигналу $d(k)$ был также добавлен некоррелированный шум $z(k)$. Отношение сигнал / шум (ОСШ) составляло

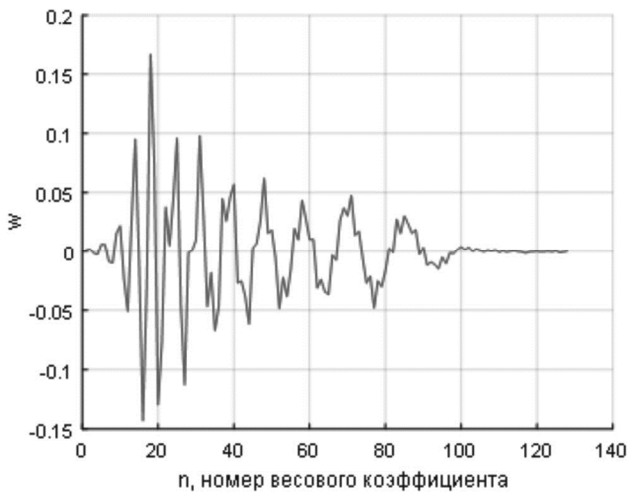
$$ОСШ = 10 \lg \frac{E\{d^2(k)\}}{E\{z^2(k)\}} = 30 \text{ дБ}, \quad (6)$$

где $E\{\bullet\}$ – оператор усреднения по времени.

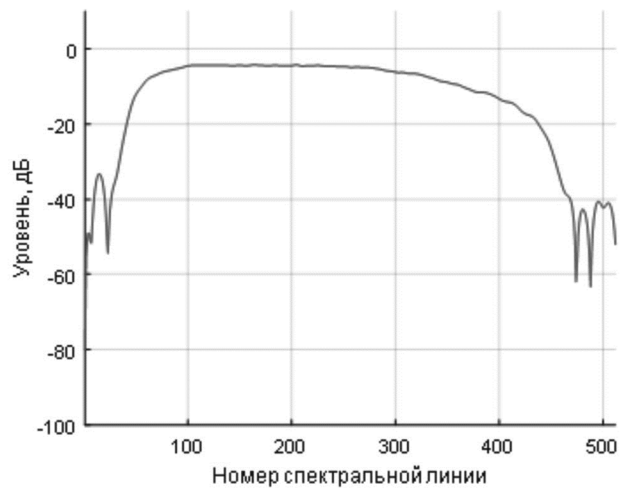
Моделировались адаптивные фильтры с числом каскадов $M = 1, 2, 4, \dots, 32$ и 64 или соответственно с одинаковым числом весовых коэффициентов $N_m = 64, 32, 16, \dots, 4$ или 2 во всех каскадах.

Таблица 1. Каскадный адаптивный фильтра на основе MIL RLS-алгоритма

Вычисления	Ссылки
Initialization : $\mathbf{x}_N(0) = \mathbf{0}_N, \mathbf{R}_{N_m}^{-1}(0) = \delta^{-2}\mathbf{I}_{N_m}, \mathbf{h}_N(0) = \mathbf{0}_N, m = 1, 2, \dots, M$	(1.0)
For $k = 1, 2, \dots, K$	
$d_1(k) = d(k)$	(1.1)
For $m = 1, 2, \dots, M$	
$y_m(k) = \mathbf{h}_{N_m}^H(k-1)\mathbf{x}_{N_m}(k)$	(1.2)
$\alpha_m(k) = d_m(k) - y_m(k)$	(1.3)
$d_{m+1}(k) = \alpha_m(k)$	(1.4)
$\mathbf{g}_{N_m}(k) = \frac{\mathbf{R}_{N_m}^{-1}(k-1)\mathbf{x}_{N_m}(k)}{\lambda + \mathbf{x}_{N_m}^H(k)\mathbf{R}_{N_m}^{-1}(k-1)\mathbf{x}_{N_m}(k)}$	(1.5)
$\mathbf{R}_{N_m}^{-1}(k) = \lambda^{-1} [\mathbf{R}_{N_m}^{-1}(k-1) - \mathbf{g}_{N_m}(k)\mathbf{x}_{N_m}^H(k)\mathbf{R}_{N_m}^{-1}(k-1)]$	(1.6)
$\mathbf{h}_{N_m}(k) = \mathbf{h}_{N_m}(k-1) + \mathbf{g}_{N_m}(k)\alpha_m^*(k)$	(1.7)
End for m	
$y(k) = y_M(k)$	(1.8)
$\alpha(k) = \alpha_M(k)$	(1.9)
End for k	



а)



б)

Рис. 2. Идентифицируемая линейная система: а) импульсный отклик; б) АЧХ

В адаптивной фильтрации качество решения задачи идентификации принято характеризовать коэффициентом ослабления эхо-сигнала (Echo Return Loss Enhancement, ERLE)

$$ERLE(k) = 10 \lg \frac{E\{d^2(k)\}}{E\{\alpha^2(k)\}}, \quad (7)$$

который определяется как отношение энергии требуемого сигнала $d(k)$, именуемого эхом, к энергии сигнала ошибок $\alpha(k)$, именуемого подавленным эхо-сигналом.

Переходные процессы в терминах ERLE адаптивного фильтра, см. рис. 1, с разным числом каскадов представлены на рис. 3 а. Случай числом каскадов $M = 1$ соответствует традиционной (не каскадной) реализации адаптивного фильтра.

Эффективность каскадного фильтра также можно оценивать с помощью параметра рассогласования, см.

рис. 3 б,

$$\rho(k) = 20 \lg \frac{\|\mathbf{w}_{N_{act}} - \mathbf{h}_N(k)\|_2}{\|\mathbf{w}_{N_{act}}\|_2} = 20 \lg \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^N [w_n - h_n(k)]^2}}{\sqrt{\sum_{n=1}^N w_n^2}} \text{ дБ}, \quad (8)$$

которое представляет собой нормализованное евклидово расстояние между векторами весовых коэффициентов идентифицируемой системы и полного адаптивного фильтра. Здесь, как уже указывалось, рассматривался случай, когда $N_{act} = N$.

Из анализа рис. 3 видно, что при $M > 1$ эффективность каскадного адаптивного фильтра ухудшается. Причиной ухудшения является аддитивный шум (5), ко-

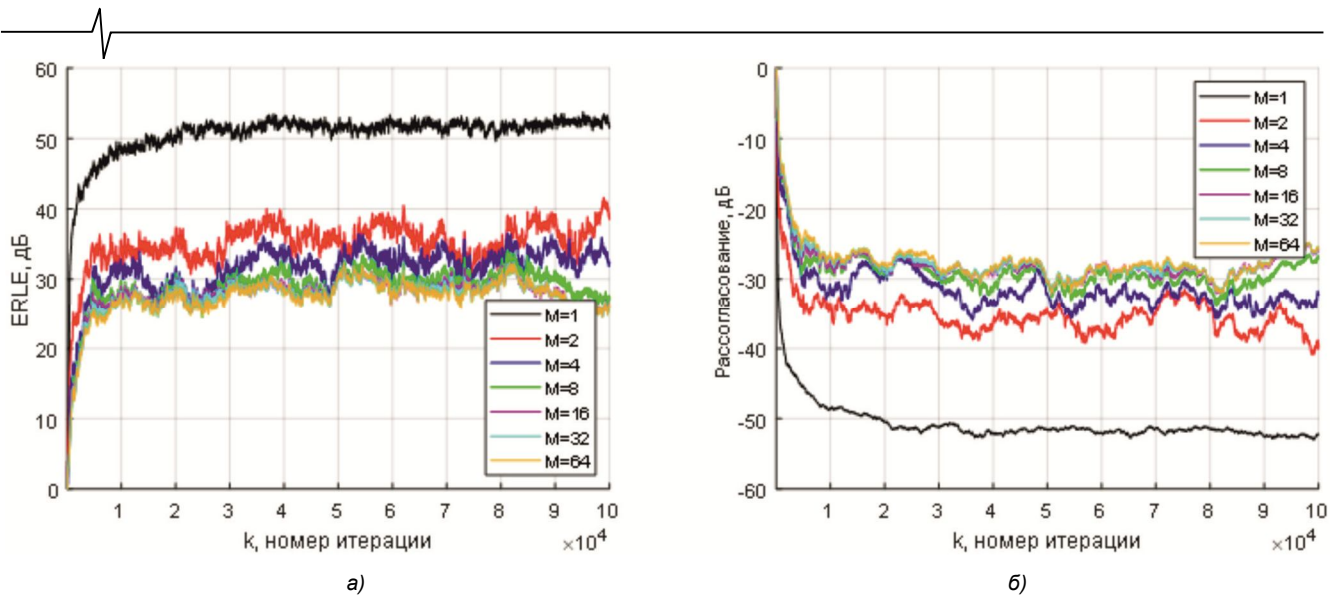
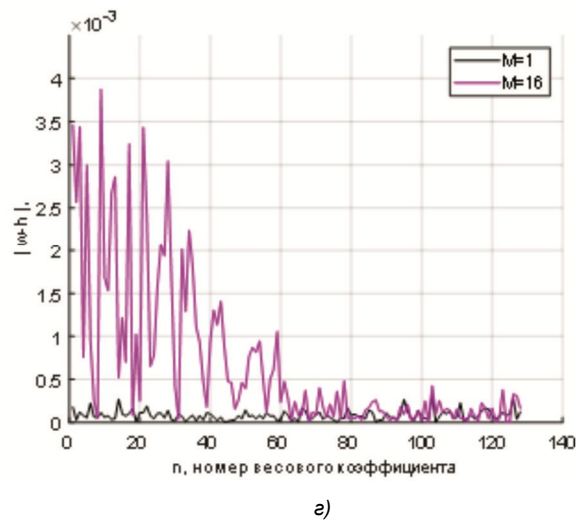
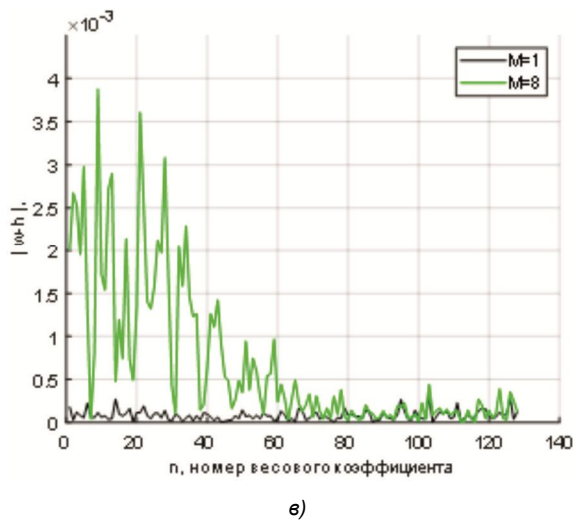
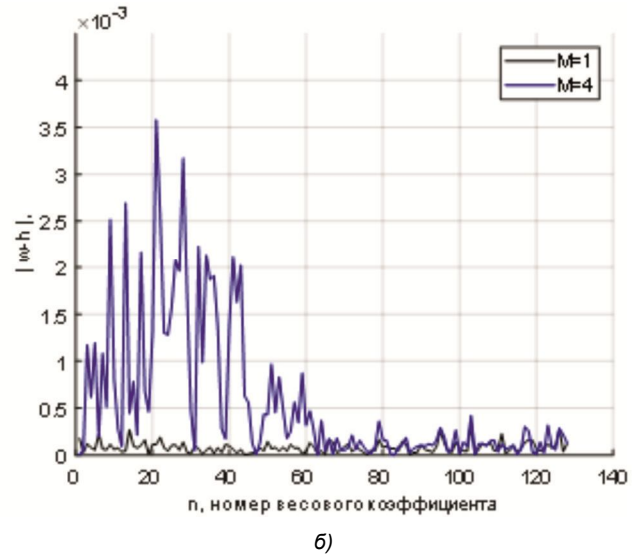
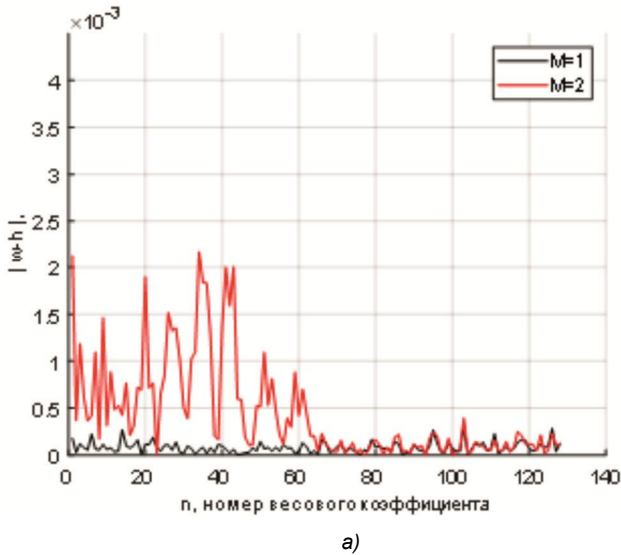


Рис. 3. Идентификация с помощью каскадного адаптивного фильтра, $\chi = 1$: а) ERLE; б) рассогласование

торый появляется в каждом сигнале ошибки $\alpha_m(k)$. Этот шум самый большой в первом субфильтре каскада и он уменьшается по мере приближения номера субфильтра к числу каскадов M . Из-за этого абсолютные значения ошибок в идентифицированных весовых ко-

эффициентах больше в субфильтрах в начале каскада, см. рис. 4. Чем больше каскадов M или что тоже самое меньше число N_m весовых коэффициентов в каскадах, тем больше, согласно (5), аддитивный шум $z_1(k)$ в первом каскаде.



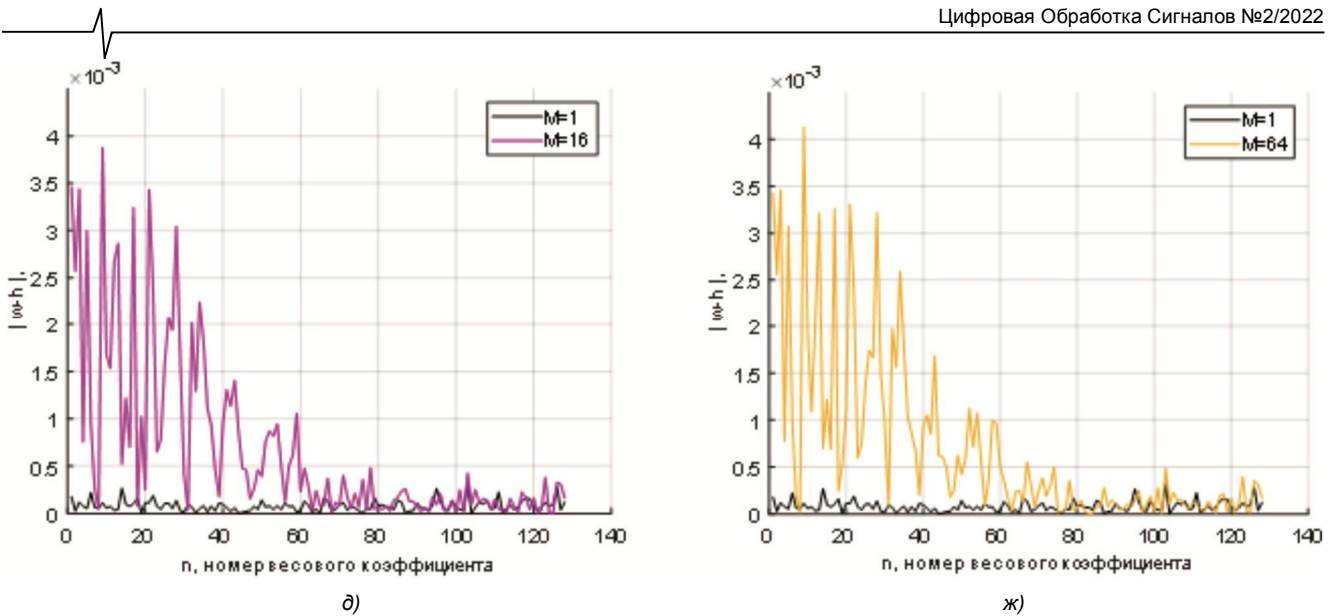


Рис. 4. Абсолютная ошибка при работе упрощенного адаптивного фильтра:
 а) $M = 2$; б) $M = 4$; в) $M = 8$; д) $M = 16$; е) $M = 32$; ж) $M = 64$

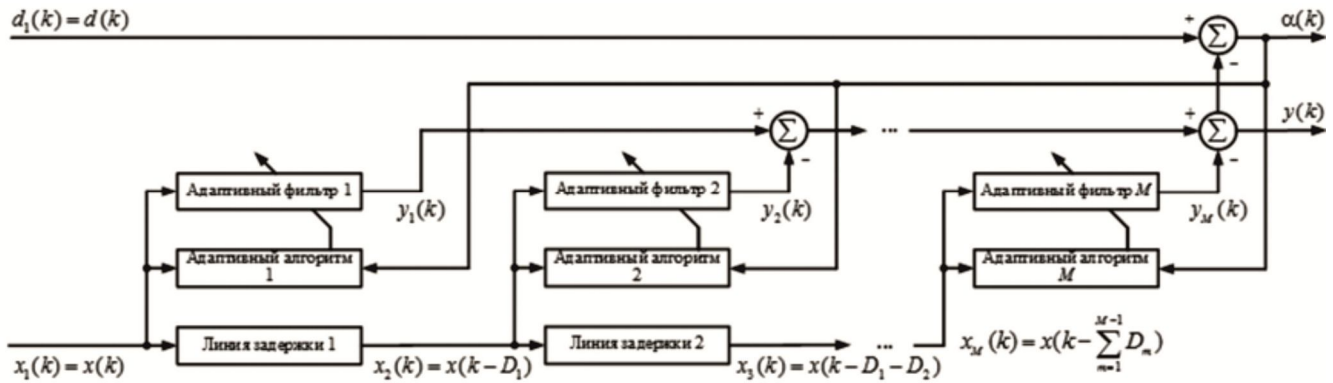


Рис. 5. Упрощенный адаптивный фильтр

Арифметическая сложность каскадного адаптивного фильтра равна $O\left(\sum_{m=1}^M N_{N_m}^2\right)$ арифметическим операциям. Эта сложность уменьшается с ростом числа каскадов M . Однако данное преимущество каскадной реализации адаптивных фильтров полезно только, если ОСШ, вызванное шумом $z_1(k)$, выше, чем ОСШ, вызванное аддитивным шумом $z(k)$. В этом случае эффективность каскадного адаптивного фильтра в основном будет ограничена шумом $z(k)$, который нельзя удалить либо уменьшить.

Если же эффективность каскадного фильтра, см. рис. 1, неприемлема, то необходимо разработать другой также эффективный с вычислительной точки зрения адаптивный фильтр, который обеспечивает лучшую функциональную эффективность по сравнению с каскадным адаптивным фильтром. Описание такого фильтра приведено в следующем разделе.

Упрощенные адаптивные фильтры на основе RLS алгоритмов с диагонализированной корреляционной матрицей

Несмотря на то, что с помощью каскадного адаптивного фильтра, см. рис. 1, можно решать задачу идентификации, качество данного решения низкое, см. рис. 3.

Это обусловлено тем, что архитектуру каскадного адаптивного фильтра можно рассматривать как набор независимых адаптивных фильтров, которые последовательно и независимо друг от друга идентифицируют часть (группы весовых коэффициентов) неизвестной линейной системы.

Более эффективная архитектура адаптивного фильтра с такой же арифметической сложностью, как и у каскадного фильтра, показана на рис. 5.

Архитектура адаптивного фильтра, см. рис. 5, получена путем небольшой модификации каскадного адаптивного фильтра, см. рис. 1. Адаптивный фильтр, представленный на рис. 5, решает задачу идентификации таким же образом, как и полный адаптивный фильтр, корреляционная матрица которого заменяется диагональной клеточной матрицей

$$\hat{\mathbf{R}}_N = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{N_1} & \mathbf{O}_{N_1, N_2} & \dots & \mathbf{O}_{N_1, N_{M-1}} & \mathbf{O}_{N_1, N_M} \\ \mathbf{O}_{N_2, N_1} & \mathbf{R}_{N_2} & \dots & \mathbf{O}_{N_2, N_{M-1}} & \mathbf{O}_{N_2, N_M} \\ \dots & \dots & \ddots & \dots & \dots \\ \mathbf{O}_{N_{M-1}, N_1} & \mathbf{O}_{N_{M-1}, N_2} & \dots & \mathbf{R}_{N_{M-1}} & \mathbf{O}_{N_{M-1}, N_M} \\ \mathbf{O}_{N_M, N_1} & \mathbf{O}_{N_M, N_2} & \dots & \mathbf{O}_{N_{M-1}, N_{M-1}} & \mathbf{R}_{N_M} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

состоящей из $M > 1$ ненулевых матриц размером $N_m \times N_m$ на главной диагонали.

Таблица 2. Упрощенный адаптивный фильтр на основе MIL RLS-алгоритма с диагонализацией корреляционной матрицы

Вычисления	Ссылки
Initialization : $\mathbf{x}_N(0) = \mathbf{0}_N$, $\mathbf{R}_{N_m}^{-1}(0) = \delta^{-2}\mathbf{I}_{N_m}$, $\mathbf{h}_N(0) = \mathbf{0}_N$, $m = 1, 2, \dots, M$	(2.0)
For $k = 1, 2, \dots, K$	
$y(k) = \mathbf{h}_N^H(k-1)\mathbf{x}_N(k)$	(2.1)
$\alpha(k) = d(k) - y(k)$	(2.2)
For $m = 1, 2, \dots, M$	
$\mathbf{g}_{N_m}(k) = \frac{\mathbf{R}_{N_m}^{-1}(k-1)\mathbf{x}_{N_m}(k)}{\lambda + \mathbf{x}_{N_m}^H(k)\mathbf{R}_{N_m}^{-1}(k-1)\mathbf{x}_{N_m}(k)}$	(2.3)
$\mathbf{R}_{N_m}^{-1}(k) = \lambda^{-1}[\mathbf{R}_{N_m}^{-1}(k-1) - \mathbf{g}_{N_m}(k)\mathbf{x}_{N_m}^H(k)\mathbf{R}_{N_m}^{-1}(k-1)]$	(2.4)
$\mathbf{h}_{N_m}(k) = \mathbf{h}_{N_m}(k-1) + \mathbf{g}_{N_m}(k)\alpha^*(k)$	(2.5)
End for m	
End for k	

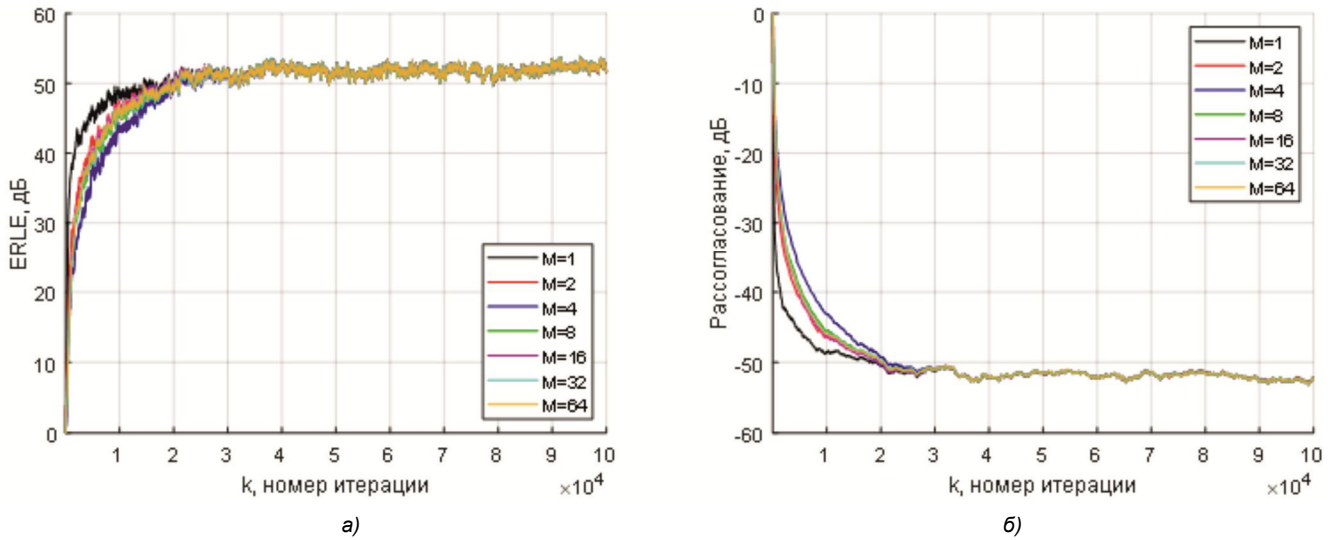


Рис. 6. Идентификация с помощью упрощенного адаптивного фильтра, $\chi = 1$: а) ERLE; б) рассогласование

Матрица, обратная матрице $\hat{\mathbf{R}}_N$, также является диагональной клеточной матрицей

$$\hat{\mathbf{R}}_N^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{N_1}^{-1} & \mathbf{O}_{N_1, N_2} & \dots & \mathbf{O}_{N_1, N_{M-1}} & \mathbf{O}_{N_1, N_M} \\ \mathbf{O}_{N_2, N_1} & \mathbf{R}_{N_2}^{-1} & \dots & \mathbf{O}_{N_2, N_{M-1}} & \mathbf{O}_{N_2, N_M} \\ \dots & \dots & \ddots & \dots & \dots \\ \mathbf{O}_{N_{M-1}, N_1} & \mathbf{O}_{N_{M-1}, N_2} & \dots & \mathbf{R}_{N_{M-1}}^{-1} & \mathbf{O}_{N_{M-1}, N_M} \\ \mathbf{O}_{N_M, N_1} & \mathbf{O}_{N_M, N_2} & \dots & \mathbf{O}_{N_M, N_{M-1}} & \mathbf{R}_{N_M}^{-1} \end{bmatrix} \quad (10)$$

Уравнение (10) позволяет представить архитектуру упрощенного адаптивного фильтра в виде, показанном на рис. 5.

С учетом вышесказанного, вычислительную процедуру на основе MIL RLS-алгоритма для адаптивного фильтра, см. рис. 5, с корреляционной матрицей (9), можно представить как показано в табл. 2.

Используя алгоритм, см. табл. 2, обновление вектора весовых коэффициентов $\mathbf{h}_N(k)$ адаптивного фильтра также осуществляется с помощью M RLS-процедур. В силу (9) и (10), эти процедуры обновляют матрицы $\mathbf{R}_{N_m}^{-1}$ независимо друг от друга, однако все векторы $\mathbf{h}_{N_m}(k)$

обновляются с использованием одного и того же сигнала ошибки $\alpha(k)$, вычисленного с помощью полного выходного сигнала (2) адаптивного фильтра. Согласно [5], упрощенный адаптивный фильтр можно рассматривать как полный, но с диагонализированной корреляционной матрицей (9).

Арифметическая сложность $O\left(\sum_{m=1}^M N_{N_m}^2\right)$ адаптивного

фильтра, см. рис. 5, такая же, как и у каскадного фильтра, см. рис. 1. Это сложность также уменьшается при $M > 1$. Характеристики нового адаптивного фильтра демонстрируются в следующем разделе.

Моделирование упрощенных адаптивных фильтров на основе RLS алгоритмов с диагонализированной корреляционной матрицей

На рис. 6 приведены характеристики упрощенного адаптивного фильтра, см. рис. 5, полученные в тех же условиях, что и на рис. 3, где входным сигналом $x(k)$ является белый гауссовский шум. В этом случае все выборки входного сигнала независимы друг от друга, то есть половина ширины главного лепестка автокорреля-

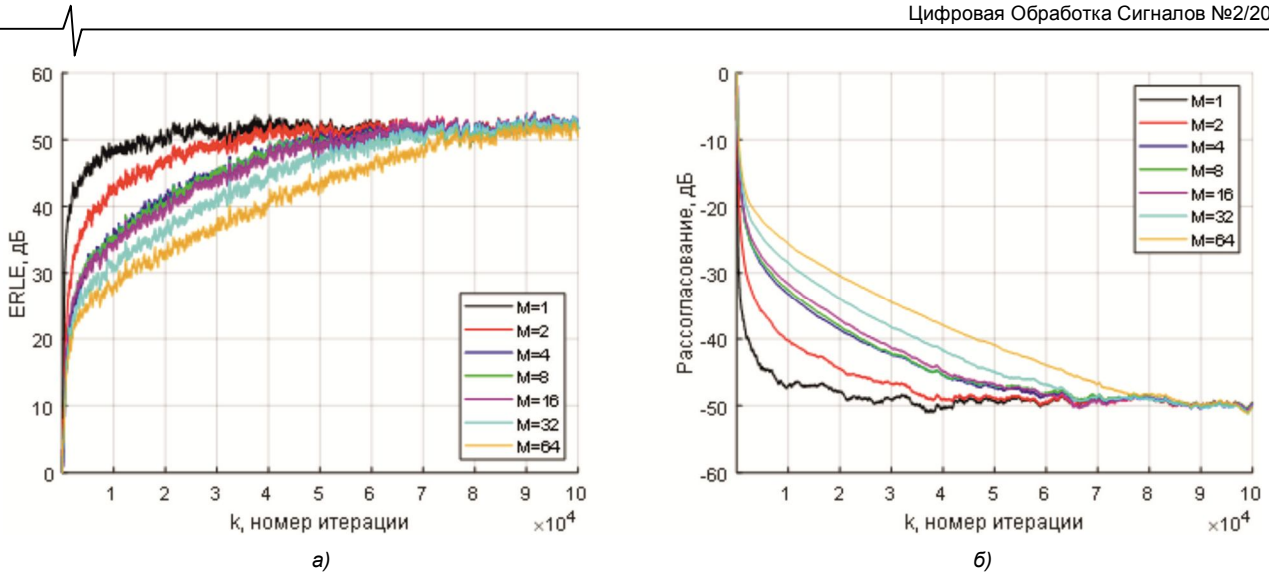


Рис. 7. Идентификация с помощью упрощенного адаптивного фильтра, $\chi = 10$: а) ERLE; б) рассогласование

ционной функции этого сигнала составляет всего одну выборку. Следовательно, эффективность упрощенного адаптивного фильтра практически не зависит от числа весовых коэффициентов N_m .

Однако сделанный выше вывод неверен, если сигнал $x(k)$ коррелирован. Пример работы адаптивного фильтра, см. рис. 5, с коррелированным входным сигналом представлен на рис. 7. Здесь число обусловленности корреляционной матрицы фильтра равно $\chi = 10$.

Половина ширины главного лепестка автокорреляционной функции входного сигнала фильтра в данном эксперименте составляет около 8...12 отсчетов, см. рис. 8. На этом рисунке показаны автокорреляционные функции при разных значениях числа обусловленности χ корреляционной матрицы адаптивного фильтра.

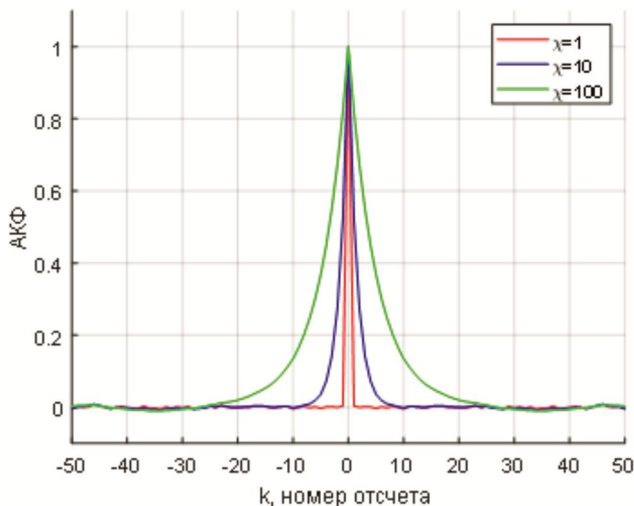


Рис. 8. Автокорреляционная функция обрабатываемых сигналов

Из-за упрощения корреляционной матрицы путем её замены диагональной клеточной матрицей достигаемые значения ERLE и рассогласования в установившемся состоянии при обработке коррелированного сигнала на 2... 3 дБ хуже, см. рис. 7, по сравнению со случаем обработки некоррелированного сигнала, см. рис. 6. Это обусловлено тем, что автокорреляционная функция за

пределами её главного лепестка имеет низкие, но все же не нулевые боковые лепестки. Длительность переходного процесса также увеличивается по этой же причине. В рассматриваемом примере при значении $N_m \geq 8$, т.е. большем чем половина ширины главного лепестка автокорреляционной функции входного сигнала, длительность переходного процесса адаптивного фильтра уже практически не зависит от значения N_m .

Заключение

Таким образом, в статье представлена упрощенная версия адаптивного фильтра на основе MIL RLS-алгоритма. Упрощение базируется на диагонализации корреляционной матрицы входного сигнала адаптивного фильтра клеточной матрицей, в случае, когда половина ширины главного лепестка автокорреляционной функции этого сигнала меньше значения N_m . Недостатком такого упрощения является увеличение длительности переходного процесса. Упрощенный адаптивный фильтр может быть использован в приложениях с ограниченными вычислительными ресурсами и неограниченными требованиями к длительности переходных процессов.

Литература

1. Oppenheim A. V., Schaffer R. W. Discrete-time signals processing. Prentice-Hall, 2009. 1144 p.
2. Сюзев В. В. Основы теории цифровой обработки сигналов. М: ПТ Софт, 2014. 752 с.
3. Sayed A. H. Fundamentals of adaptive filtering. Hoboken: John Wiley and Sons, Inc., 2003. 1125 p.
4. Farhang-Boroujeny B. Adaptive filters theory and applications, 2-nd ed. John Wiley & Sons, 2013. 778 p.
5. Джиган В. И. Адаптивная фильтрация сигналов. Теория и алгоритмы. М.: Техносфера, 2013. 528 с.
6. Haykin S. Adaptive filter theory, 5th ed. Pearson Education Inc., 2014. 889 p.
7. Diniz P. S. R. Adaptive filtering algorithms and practical implementation, 5th ed. Springer, 2020. 495 p.
8. Benesty J., Huang Y., Eds. Adaptive signal processing: applications to real-world problems. Springer-Verlag, 2003. 356 p.

9. Monzingo R. A., Haupt R. L., Miller T. W. Introduction to adaptive arrays, 2nd ed. SciTech Publishing, 2011. 510 p.
10. Makino S. Acoustic echo cancellation. IEEE Signal Processing Magazine. 1997, vol. 14, no. 5, pp. 39-41.
11. Messerschmitt D. Echo cancellation in speech and data transmission. IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 1984, vol. 2, no. 2, pp. 283-297.
12. Джиган В. И. Эквалайзеры с дробной задержкой и обратной связью на базе быстрых RLS-алгоритмов. Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). 2020. Выпуск 2. С. 126-131.
13. Джиган В. И. Предсказатели сигналов с прямым обучением для усилителей мощности. Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). 2020. Выпуск 3. С. 151-157.
14. Kuo S. M., Morgan D. S. Active noise control. Proceedings of the IEEE. 1999, vol. 87, no. 6, pp. 943-973.
15. Widrow B., Stearns D. D. Adaptive signal processing. Pearson, 1985. 528 p.
16. Giordano A. A., Hsu F.M. Least square estimation with application to digital signal processing. John Wiley & Sons, 1985. 412 p.
17. Джиган В.И. Многоканальные RLS- и быстрые RLS-алгоритмы адаптивной фильтрации. Успехи современной радиоэлектроники. 2004, no. 11, pp. 48-77.
18. Djigan V. I. Recursive least squares – an idea whose

time has come. Proceedings of the 7th International Workshop on Spectral Methods and Multirate Signal Processing, Moscow, Russia, September 1-2, 2007, pp. 255-260.

19. Cioffi J. M., Kailath T. Fast, recursive-least-squares transversal filters for adaptive filtering. IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing. 1984, vol. 32, no. 2, pp. 304-337.

20. Slock D. T. M., Kailath T. Numerically stable fast transversal filters for recursive least squares adaptive filtering. IEEE Trans. Signal Processing. 1991, vol. 39, no. 1, pp. 92-114.

21. Djigan V. I. Some tricks of calculations in MIL RLS algorithm. Proceedings of the 22th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA-2021), Moscow, Russia, March 24-26, 2021. 4 p.

22. Cowan C. F. N., Smith S. G., Elliott J.H. A digital adaptive filter using a memory-accumulator architecture: theory and realization. IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing. 1993, vol. 31, no. 3, pp. 541-549.

23. Peled A., Liu B. A new hardware realization of digital filters. IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing. 1974, vol. 22, no. 6, pp. 456-462.

24. Digital network echo cancellers, ITU-T Recommendation G.168. Series G: Transmission systems and media, digital systems and networks. International telephone connections and circuits – Apparatus associated with long-distance telephone circuits, Geneva, 2001. 116 p.

НОВЫЕ КНИГИ

Косичкина Т.П., Сперанский В.С.

Цифровые сигнальные процессоры и их применение в системах телекоммуникаций и электроники: Учебное пособие для вузов - М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2022 г. – 316 с.: ил.

Рассмотрены вопросы теории и практики использования цифровых сигнальных процессоров. Описаны основные операции цифровой обработки сигналов, структура, архитектура, классификация и характеристики современных процессоров. Представлен обзор процессоров ведущих фирм-производителей: Analog Devices, Ceva, Feccsale, Texas Instruments. Отдельная глава посвящена российским цифровым процессорам. Существенное внимание уделено многоядерным процессорам и их характеристикам. В разделе, связанным с программируемыми логическими микросхемами и системами на кристалле показаны возможности их использования в качестве сигнальных процессоров. Даны примеры реализации цифровых устройств с помощью САПР на языке программирования VHDL, рассмотрены его элементы. В приложениях даны примеры реализации формирователей двоичных последовательностей, генераторов сигналов и медианных фильтров.

Для студентов радиотехнических и инфокоммуникационных специальностей, будет полезна аспирантам и специалистам.

Брюханов Ю.А.

Динамика цифровых колебательных систем: Учебное пособие для вузов, 3-е изд. перераб. и доп. М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2020 г. - 142 с.: ил.

Изложена теория колебаний цифровых систем первого и второго порядков. Приведен математический аппарат, основанный на теории точечных отображений. Рассмотрены линейные и обусловленные переполнением и квантованием нелинейные свободные колебания и колебания при постоянном и гармоническом входных воздействиях. В третьем издании первый раздел дополнен разработанным автором методом анализа вынужденных колебаний в цифровых динамических системах при периодических входных воздействиях, а второй, четвертый и пятый разделы расширены вопросами, посвященными нелинейным искажениям гармонических сигналов в рекурсивных динамических системах с переполнением и квантованием. Результаты анализа проиллюстрированы траекториями движений, бифуркационными и вероятностными диаграммами.

Для студентов, обучающихся по направлению подготовки «Радиофизика», будет полезна студентам, обучающимся по укрупненной группе направлений подготовки 11.00.00 – «Электронная техника, радиотехника и связь».



УДК 621.396

НЕЙТРАЛИЗАЦИЯ ИНТЕНСИВНОЙ ГАРМОНИЧЕСКОЙ ПОМЕХИ ЗА СЧЁТ СПЕКТРАЛЬНО-ВЕСОВОГО ОЦЕНИВАНИЯ ЕЁ ПАРАМЕТРОВ

*Кузьмин Е.В., к.т.н., доц., доцент кафедры радиотехники ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет»,
e-mail: ekuzmin@sfu-kras.ru, kuzminev@mail.ru*

NEUTRALIZING INTENSIVE CONTINUOUS WAVE INTERFERENCE BY SPECTRAL-WEIGHT ESTIMATION OF ITS PARAMETERS

Kuzmin E.V.

The necessary auxiliary expressions are obtained analytically for the procedure of spectral-weight estimation of the parameters of a harmonic signal from the samples of the complex spectrum of its temporal realization, "weighted" using the cubic variation of the Hanning weight (window) function. The heuristic generalization of the expressions of the spectral-weight estimation procedure for the nearest integer cases of variations in the degree of this weight function is carried out and tested. The comparison of the signal parameters estimation accuracy is carried out and the efficiency of the obtained solutions is demonstrated. On the basis of spectral-weight estimation, a compensation algorithm for neutralizing harmonic interference is implemented and compared with a frequency notch based on the discrete Fourier transform.

Key words: spectral-weight estimation, signal processing, continuous wave interference, discrete Fourier transform.

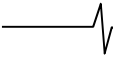
Ключевые слова спектрально-весовое оценивание, обработка сигналов, гармоническая помеха, дискретное преобразование Фурье.

Введение и постановка задачи

Среди большого числа известных моделей помеховых воздействий достаточно часто в литературе встречается узкополосная или гармоническая помеха (ГП), являющаяся посторонним (внешним) гармоническим сигналом вида $A \sin(2\pi f t \pm \varphi)$ [1-21]. Несмотря на простоту своей модели (формы) она способна оказывать влияние на характеристики различных процедур обработки сигналов (см., например [5, с. 215; 15; 17; 19] и др.). Подавление ГП производится разными возможными способами: путём адаптивной фильтрации [1, с. 220; 4; 9; 17]; за счёт частотной режекции (ЧР), реализуемой в аналоговой или цифровой форме [1, с. 211; 3, с. 47]; а также на основе компенсационного подхода (упоминаемого, в частности, в [9; 11, с. 754]). Каждый из вариантов подавления имеет преимущества и недостатки. Эффективным и реализуемым решением для борьбы с ГП является ЧР на основе прямого и обратного дискретного (быстрого) преобразования Фурье (ДПФ, ОДПФ) [6; 8; 11, с. 771; 20]. Однако поиск, проработка и реализация вариантов для повышения эффективности возможных решений всегда актуальны, поскольку со временем требования, предъявляемые к показателям качества технических систем, как правило, возрастают. Рассматриваемой в статье альтернативой для ЧР-ДПФ-ОДПФ представляется компенсация ГП на основе спектрально-весового оценивания (СВО) [22-27] её параметров: амплитуды, частоты и начальной фазы. Процедура СВО, подробно описанная в [26; 27], предполагает выполнение следующих операций: умножение реализации сигнала конечной длины на весовую (оконую) функцию (ВФ); вычисление ДПФ – получение спектральных отсчётов (СО) «взвешенной» реализации сигнала; допол-

Аналитическим путём получены необходимые вспомогательные выражения для процедуры спектрально-весового оценивания параметров гармонического сигнала по отсчётам комплексного спектра его временной реализации, «взвешенной» с использованием кубической вариации весовой функции Хеннинга. Выполнено и проверено эвристическое обобщение выражений процедуры спектрально-весового оценивания для ближайших целочисленных случаев вариаций степени этой весовой функции. Проведено сравнение точности оценивания параметров сигнала и продемонстрирована эффективность полученных решений. На основе спектрально-весового оценивания реализован компенсационный алгоритм нейтрализации гармонической помехи и проведено его сравнение с частотным режектором на основе прямого и обратного дискретного преобразования Фурье.

нительная обработка СО – формирование оценок амплитуды \hat{A} , частоты \hat{f} и начальной фазы $\hat{\varphi}$. Точность СВО перечисленных параметров зависит от ряда факторов, в том числе от вида ВФ [26; 27]. Для повышения эффективности обработки сигналов на фоне ГП за счёт ЧР-ДПФ-ОДПФ рассматривались различные ВФ [6; 8; 20]. Показано, что предпочтение следует отдать ВФ Ханна [8], Парзена [8], Хеннинга [20]. Причём ВФ Хеннинга в определённых условиях оказывается наиболее предпочтительной [20]. В работах [26; 27] представлены необходимые аналитические выражения для реализации процедуры СВО при использовании нескольких классических ВФ, в частности – при «взвешивании» реализации сигнала с применением ВФ Ханна, в то время как аналогичные выражения для применения ВФ Хеннинга отсутствуют. Таким образом, образуется задача получения необходимых аналитических выражений для реализации процедуры СВО с использованием ВФ Хеннинга. Далее, запишем модель аддитивной смеси сигнала, гармонической помехи и шума, а также выражения для реализации процедуры СВО параметров ГП. Прове-



дём необходимую вычислительную аналитическую работу с целью формализации данной процедуры для случая применения кубической и других вариаций ВФ Хеннинга. Применим процедуру СВО для компенсации интенсивной ГП.

Цель работы: повышение эффективности обработки сигналов на фоне гармонической помехи за счёт реализации алгоритма компенсации, основанного на спектрально-весовом оценивании её параметров с использованием весовой функции Хеннинга.

Модель наблюдения

Запишем на интервале наблюдения $t \in [0, T]$ математическую модель аддитивной смеси полезного сигнала $s(t)$, ГП $m(t)$ и белого шума $\xi(t)$ (к примеру, [7; 11, с. 752]):

$$\begin{aligned} y(t) &= A_c s(t) + A_n m(t) + \xi(t), \\ m(t) &= \sin(2\pi f_n t \pm \varphi_n), \end{aligned} \quad (1)$$

которая в дискретном времени $t_n = nT_d$ с шагом дискретизации $T_d = 1/f_d$ может быть представлена в виде:

$$\begin{aligned} y(n) &= y(t_n) = A_c s(t_n) + A_n m(t_n) + \xi(t_n, \sigma_\xi^2), \\ n &= 0, 1, \dots, N-1, \end{aligned} \quad (2)$$

где n – номер временного отсчёта; N – количество обрабатываемых отсчётов смеси; σ_ξ^2 – дисперсия дискретизированного квазигармонического шума, которая определяется на основе спектральной плотности мощности N_0 и частоты дискретизации f_d ; $T = NT_d$ – длительность интервала наблюдения; смысл других использованных обозначений понятен без дополнительных пояснений. Ухудшение качества приёма сигналов в присутствии ГП оказывается заметным, как правило, при её энергетическом превосходстве $A_n \gg A_c$ [5; 7; 14; 15; 18], что при условиях $A_n \gg \sigma_\xi$ и $A_c \ll \sigma_\xi$ позволяет сделать справедливое допущение и упростить (2):

$$y(t_n) \approx A_n m(t_n) = A_n \sin(2\pi f_n nT_d \pm \varphi_n). \quad (3)$$

Как видно из (3), нейтрализация дискретизированной ГП может быть сведена к оцениванию её параметров $\hat{A}_n, \hat{f}_n, \hat{\varphi}_n$, формированию её копии $\hat{A}_n \hat{m}(t_n)$ и вычитанию из аддитивной смеси (2) [9; 11, с. 752], что приведёт к «отфильтрованной» смеси $y_\Phi(n)$, в которой действие ГП будет практически нивелировано¹:

$$\begin{aligned} y_\Phi(n) &= y_\Phi(t_n) = y(t_n) - \hat{A}_n \hat{m}(t_n) = \\ &= y(n) - \hat{A}_n \sin(2\pi \hat{f}_n nT_d \pm \hat{\varphi}_n). \end{aligned} \quad (4)$$

Априорная неопределённость относительно параметров ГП позволяет допускать равновероятную возможность как кратности так и не кратности частот f_d и f_n . При обработке дискретизированной смеси (2) в случае отсутствия кратности указанных частот, точность оценивания частоты f_n на основе ДПФ ухудшается,

однако, при применении СВО это ограничение успешно преодолевается [27].

Спектрально-весовое оценивание параметров гармонических сигналов

Известный способ [22-27] спектрально-весового оценивания параметров гармонических сигналов основан на дополнительной обработке СО $\dot{Y}(k)$, полученных как ДПФ [28, с. 57] от произведения сигнала $y(n)$ (2) и ВФ $w(n)$:

$$\dot{Y}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} y(n) w(n) \exp(-j2\pi k n / N), \quad (5)$$

$$k = 0, 1, \dots, N-1,$$

где k – номер СО, $j = \sqrt{-1}$ – мнимая единица. Согласно [26; 27] оценки амплитуды \hat{A} (6) [27, с. 56], частоты \hat{f} (7) [27, с. 11] и начальной фазы $\hat{\varphi}$ (8) [27, с. 56] формируются на основе номера k_{\max} бина ДПФ (5), соответствующего максимальному значению модуля (5) $\max_k \{|\dot{Y}(k)|\}_{k=0}^{N-1} \rightarrow k_{\max}$:

$$\hat{A} = 2 \left| \dot{Y}(k_{\max}) \right| \left(\left| \sum_{n=0}^{N-1} w(n) \exp(-j2\pi \alpha n / N) \right| \right)^{-1}, \quad (6)$$

$$\hat{f} = (f_d / N)(k_{\max} + \alpha), \quad (7)$$

$$\hat{\varphi} = \arg \{ \dot{Y}(k_{\max}) \} + \pi/2 - \pi \alpha. \quad (8)$$

В выражениях (6)-(8) используется дополнительный параметр

$$\alpha = (-1)^{L_{\max}} V(R), \quad (9)$$

который для конкретной ВФ выражается через теоретическое значение отношения $R = |\dot{W}(1-\alpha)| / |\dot{W}(\alpha)|$ [26; 27, с. 15], экспериментально (практически, при проведении измерений или при их обработке) определяемое как

$$R = \frac{X(L_{\max})}{|\dot{Y}(k_{\max})|}, \quad (10)$$

где величина $L_{\max} = 1, 2$ является номером (1 или 2) элемента двухэлементного массива $X = \{|\dot{Y}(k_{\max}-1)|, |\dot{Y}(k_{\max}+1)|\}$, составленного из двух СО (5), примыкающих к отсчёту $\dot{Y}(k_{\max})$, и определяется по максимальному значению $\max\{X\} \rightarrow L_{\max}$; $V(R)$ – определяемая для конкретной ВФ зависимость²; $\dot{W}(k)$ – ДПФ от ВФ $w(n)$; $\arg\{\bullet\}$ – аргумент комплексной величины. Представленное выражение (9) в явном виде³ отсутствует в опорных источниках [26; 27] и записано автором с целью повышения вычислительного удобства, универсальности (знак) и компактности изложения. При использовании в (5) произвольной ВФ выражение (9) требует обязательного уточнения. В частности, при предварительной об-

¹ При высокой точности оценок её параметров.

² К примеру, для ВФ Ханна $V(R) = \pm(2R-1)/(R+1)$ [26; 27, с. 16].

³ В вышепоказанном виде.

работке реализации сигнала с применением «взвешивания» на основе степенных вариаций весовой функции Хеннинга [29, с. 40], множитель $V(R)$, используемый в процедуре СВО, необходимо формализовать. Поэтому далее, получим необходимое аналитическое выражение для отношения R при использовании указанной ВФ Хеннинга, а для этого получим её комплексный спектр $\dot{W}(k)$ и его модуль $|\dot{W}(k)|$. Следует дополнительно отметить, что для реализации процедуры СВО параметров сигналов существуют альтернативные (9) варианты получения параметра α [27, с. 40; 30], инвариантные к виду используемой в (5) ВФ. Данные варианты основаны на применении различных способов интерполяции частотных характеристик ВФ [27; 30]. Обладая достоинством в виде удобства практического применения, они имеют и существенный недостаток – обеспечивают потенциально более низкую точность СВО в сравнении со случаями априорного учёта вида весовой функции.

Фурье-анализ ВФ Хеннинга и её применение для процедуры СВО

Рассмотрим кубическую вариацию весовой функции Хеннинга $w(n)=\sin^3(\pi n/N)$, $n=0,1,\dots,N-1$ [29, с. 40]. В непрерывном времени⁴ на интервале наблюдения $t \in [0, T]$ данная ВФ имеет вид:

$$w(t)=\sin^3(\gamma t), \gamma=\pi/T. \tag{11}$$

Воспользуемся формой представления ВФ (11) и определим её комплексный спектр $\dot{W}(\omega) \xleftrightarrow{\mathcal{F}} w(t)$, а также модуль комплексного спектра $|\dot{W}(\omega)|$. Выполнение преобразования Фурье по отношению к ВФ (11) приводит к следующему результату:

$$\begin{aligned} \dot{W}(\omega) &= \int_0^T w(t) e^{-j\omega t} dt = \int_0^T \sin^3(\gamma t) e^{-j\omega t} dt = \\ &= \frac{6\gamma^3(1+e^{-j\omega T})}{9\gamma^4-10\gamma^2\omega^2+\omega^4} = \frac{6(\pi/T)^3(1+e^{-j\omega T})}{9(\pi/T)^4-10(\pi/T)^2\omega^2+\omega^4}. \end{aligned} \tag{12}$$

При проведении вычислительной работы в (12) учтено известное [32, с. 190] тригонометрическое выражение $\sin^3(x)=(3\sin(x)-\sin(3x))/4$ и табличный

интеграл [32, с. 152] $\int e^{ax} \sin(bx) dx = \frac{e^{ax}}{a^2+b^2} [a \sin(bx) - b \cos(bx)] + C$.

Рассмотрим полученный комплексный спектр (12) на дискретных частотах $\omega_k = 2\pi f_d k/N = 2\pi k/NT_d$, имеем:

$$\begin{aligned} \dot{W}(\omega_k) &= \frac{6(\pi/NT_d)^3(1+e^{-j(2\pi f_d k/N)NT_d})}{9(\pi/NT_d)^4-10(\pi/NT_d)^2(2\pi f_d k/N)^2+(2\pi f_d k/N)^4} = \\ &= \frac{6}{\pi} NT_d \frac{(1+e^{-j2\pi k})}{(9-40k^2+16k^4)}. \end{aligned} \tag{13}$$

Определим модуль (13):

$$\begin{aligned} |\dot{W}(\omega_k)| &= |\dot{W}(k)| = \left| \frac{6}{\pi} NT_d \frac{(1+e^{-j2\pi k})}{(9-40k^2+16k^4)} \right| = \\ &= \frac{6}{\pi} NT_d \frac{|1+e^{-j2\pi k}|}{|9-40k^2+16k^4|} = \frac{6\sqrt{2}}{\pi} NT_d \frac{\sqrt{1+\cos(2\pi k)}}{|9-40k^2+16k^4|}. \end{aligned} \tag{14}$$

При выполнении преобразований в (14) учтено, что $|1+e^{-j2\pi k}| = \sqrt{2}\sqrt{1+\cos(2\pi k)}$. Применяя методику [26; 27, с. 16] и используя (14), получим искомое отношение:

$$\begin{aligned} \frac{|\dot{W}(1-\alpha)|}{|\dot{W}(\alpha)|} &= \frac{\sqrt{1+\cos(2\pi(1-\alpha))}}{\sqrt{1+\cos(2\pi\alpha)}} \frac{|9-40(1-\alpha)^2+16(1-\alpha)^4|}{|9-40\alpha^2+16\alpha^4|} = \\ &= \frac{\sqrt{1+\cos(2\pi(1-\alpha))}}{\sqrt{1+\cos(2\pi\alpha)}} \times \frac{|9-40\alpha^2+16\alpha^4|}{|9-40(1-\alpha)^2+16(1-\alpha)^4|} = \\ &= \frac{|9-40\alpha^2+16\alpha^4|}{|9-40(1-\alpha)^2+16(1-\alpha)^4|} = \left| \frac{2\alpha+3}{5-2\alpha} \right|. \end{aligned} \tag{15}$$

При выполнении преобразований в (15) учтено, что при значениях $-0,5 < \alpha < 0,5$ множитель $\sqrt{1+\cos(2\pi(1-\alpha))}/\sqrt{1+\cos(2\pi\alpha)} \rightarrow 1$, а полученное значение отношения (15) $|(2\alpha+3)/(5-2\alpha)| = (2\alpha+3)/(5-2\alpha)$.

Далее, решая уравнение $(2\alpha+3)/(5-2\alpha) = R$, получим аналитическое выражение для параметра α (без учёта знака, учитываемого согласно (9)), необходимого для реализации процедуры СВО (6)-(8) с использованием ВФ вида (11). Искомое решение имеет вид:

$$\alpha = (2,5R - 1,5)/(R + 1) = V(R). \tag{16}$$

Сопоставление выражений для множителя⁵ $V(R) = (2R-1)/(R+1)$ [26; 27, с. 16], соответствующего ВФ Ханна $w(n) = \sin^2(\pi n/N) = (1 - \cos(2\pi n/N))/2$, и полученного выше множителя $(2,5R-1,5)/(R+1)$ (16), соответствующего кубической вариации ВФ Хеннинга $w(n) = \sin^3(\pi n/N)$ (11), позволило выдвинуть предположение о возможности эвристического обобщения полученных результатов. При проведении сопоставления данных выражений, полученных аналитическим путём, замечено, что целочисленное повышение степени β в записи рассматриваемой ВФ $w(n) = \sin^\beta(\pi n/N)$ приводит к заметным изменениям в слагаемых числителя зависимости $V(R)$. Можно констатировать, что в числителях обсуждаемых выражений при указанном повышении степени происходит соответствующее увеличение значений слагаемых на величину, равную 1/2. Сказанное позволяет предполагать, что, к примеру, при $\beta=4$ числитель множителя $V(R)$ будет равным $3R-2$. Анало-

⁴ Переход к непрерывному времени, аналогично [31, с. 153], позволяет использовать интегральное преобразование, что весьма удобно для выполнения вычислительной работы.

⁵ Приведён без знака, а возможность его учёта уже неоднократно отмечалась по тексту статьи. Далее, эта особенность дополнительно не обсуждается.

гичные предположения возможно высказать как по поводу дальнейшего увеличения показателя степени ВФ, так и по поводу её уменьшения до значения $\beta=1$ (т.н. синус-окно [29, с. 40]). Последнее может приводить к числителю вида $1,5R-0,5$. Результаты обобщения, сделанного на основе проведённого сопоставления, выборочно сведены в табл. 1.

Таблица 1. Множители $V(R)$ для процедуры СВО при использовании ВФ $\sin^\beta(\pi n/N)$

β	$V(R)$	Примечание
1	$(1,5R-0,5)/(R+1)$	Записано путём обобщения
2	$(2R-1)/(R+1)$	Известно аналитическое решение, см. [26; 27, с. 16]
3	$(2,5R-1,5)/(R+1)$	Получено аналитически в настоящей статье, см. (12)-(16)
4	$(3R-2)/(R+1)$	Записано путём обобщения
5	$(3,5R-2,5)/(R+1)$	Записано путём обобщения

Как видно из табл. 1, повышение и снижение показателя степени рассматриваемой ВФ не приводит к существенным усложнениям выражения множителя, необходимого для реализации процедуры СВО. При проведении исследований все представленные в табл. 1 выражения проверены применительно к задаче СВО амплитуды, частоты и начальной фазы гармонических сигналов. При необходимости дальнейшего повышения показателя степени ВФ β , соответствующий ему множитель $V(R)$ легко записывается (но требует вычислительной проверки). Использование полученного аналитическим путём результата (16), а также записанных на его основе результатов (табл. 1) в выражениях (6)-(8) с учётом (9), позволяет получать оценки параметров гармонического сигнала на основе дополнительной обработки спектральных отсчётов (5) при использовании для предварительного «взвешивания» кубической и других вариаций ВФ Хеннинга (11). В качестве конкретного примера запишем выражение для оценки частоты (7) с учётом (9) и (16). Используем (16) в (9) и образованную при этом «конструкцию» подставим в (7), получим:

$$\hat{f} = \frac{f_d}{N} \left(k_{\max} + (-1)^{L_{\max}} \frac{(2,5R-1,5)}{(R+1)} \right), \quad (17)$$

где параметр R определяется согласно (10) на основе значений СО (5), вырабатываемых по отсчётам (2) или (3). Выражения для оценок амплитуды (6) и начальной фазы (8) при использовании в (5) весовой функции (11), а также её вариаций, записываются аналогичным (17) образом. Далее, в графическом и табличном виде приводятся некоторые частные результаты проведённых исследований точности СВО амплитуды, частоты и начальной фазы гармонического сигнала.

Результаты исследования точности процедуры СВО и их обсуждение

Исследование точности спектрально-векторного оценивания параметров сигнала выполнено методом вычислительного моделирования. Формировался тестовый

сигнал $y(n) = A_{\text{TC}} \sin(2\pi f_{\text{TC}} n T_d + \varphi_{\text{TC}})$ (ТС). Осуществлялось предварительное «взвешивание» ТС на основе степенных вариаций ($\beta=1..5$) ВФ Хеннинга $w(n) = \sin^\beta(\pi n/N)$ и вычислялось ДПФ (5). Для каждого из устанавливаемых значений частот ТС $f_{\text{TC}} \in [f_0 - f_\Delta, f_0 + f_\Delta]$ при фиксированном значении β на основе (6)-(10) проводилось спектрально-векторное оценивание его параметров – амплитуды \hat{A}_{TC} , частоты \hat{f}_{TC} и начальной фазы $\hat{\varphi}_{\text{TC}}$. При предварительном «взвешивании» ТС на основе квадратичной вариации ВФ Хеннинга ($\beta=2$, т.е. ВФ Ханна) в (9) использовался множитель

$$V(R) = \frac{2R-1}{R+1} \quad [26; 27, \text{ с. 16}], \text{ а для кубической вариации}$$

$$(\beta=3) \text{ применён множитель } V(R) = \frac{2,5R-1,5}{R+1}, \text{ получен-$$

ный в настоящей статье (см. (12)-(16)). Для случаев $\beta=1,4,5$ использовались соответствующие множители, показанные в табл. 1. Далее, рассчитывались абсолютные значения погрешностей оценивания амплитуды $\Delta A = (A_{\text{TC}} - \hat{A}_{\text{TC}})$, частоты $\Delta f = (f_{\text{TC}} - \hat{f}_{\text{TC}})$ и начальной фазы $\Delta \varphi = (\varphi_{\text{TC}} - \hat{\varphi}_{\text{TC}})$ ТС. Таким образом, получались массивы значений $\Delta A(f_{\text{TC}})$, $\Delta f(f_{\text{TC}})$, $\Delta \varphi(f_{\text{TC}})$, использованные для графической иллюстрации поведения соответствующих зависимостей и их количественного анализа.

В качестве демонстрационных примеров на рис. 1-3 представлены сегменты зависимостей абсолютных значений погрешностей процедуры спектрально-векторного оценивания амплитуды ΔA (рис. 1), частоты Δf (рис. 2) и начальной фазы $\Delta \varphi$ (рис. 3) ТС от нормированной (безразмерной) величины $v_n = f_{\text{TC}}/f_0$. Нумерация кривых в семействах зависимостей $\Delta A(v_n)$, $\Delta f(v_n)$, $\Delta \varphi(v_n)$ на рис. 1-3 означает использование в (5), (6) конкретной ВФ: 1 – Ханна ($\beta=2$), 2 – Хеннинга ($\beta=3$). Общие условия эксперимента следующие: количество обрабатываемых временных отсчётов $N=500$, частота $f_0=1,024$ МГц, величина $f_\Delta=100$ кГц, частота дискретизации $f_d=4,096$ МГц (отношение $f_d/f_0=4$). Рис. 1-3, а получены при начальной фазе ТС $\varphi_{\text{TC}}=0$; рис. 1-3, б соответствуют $\varphi_{\text{TC}}=\pi/4$. Размерности величин, отложенных по осям ординат на рис. 1-3, не показаны для исключения избыточности используемых обозначений. Они соответствуют размерностям амплитуды (к примеру, «В», для рис. 1), частоты («Гц», для рис. 2) и начальной фазы («рад», для рис. 3). Строго говоря, рассматриваемый сигнал (данные) может обладать произвольной размерностью, в том числе быть безразмерным (или нормированным), поэтому конкретизация его размерности не указывается в условиях проведения вычислительного эксперимента, а в данном описании приведена условно (для амплитуды), лишь в качестве возможного примера.

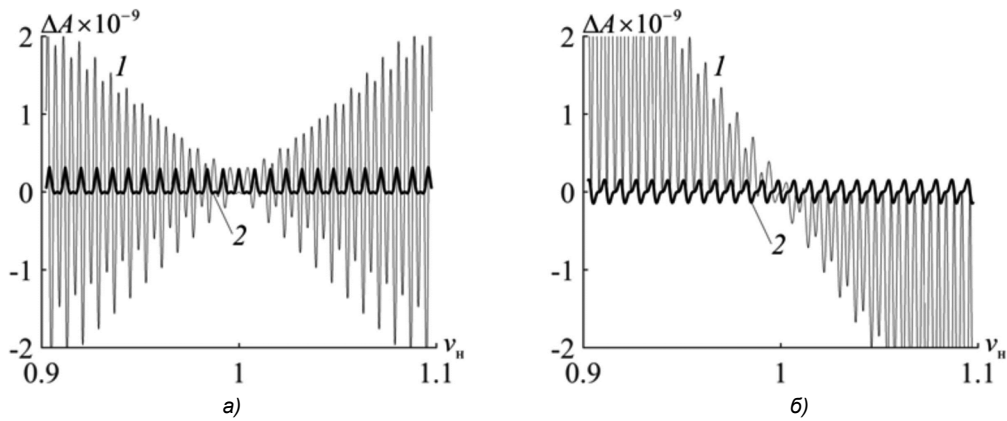


Рис. 1. Зависимость абсолютной погрешности оценивания амплитуды ΔA сигнала от нормированной частоты $\nu_n = f_{\text{тс}}/f_0$

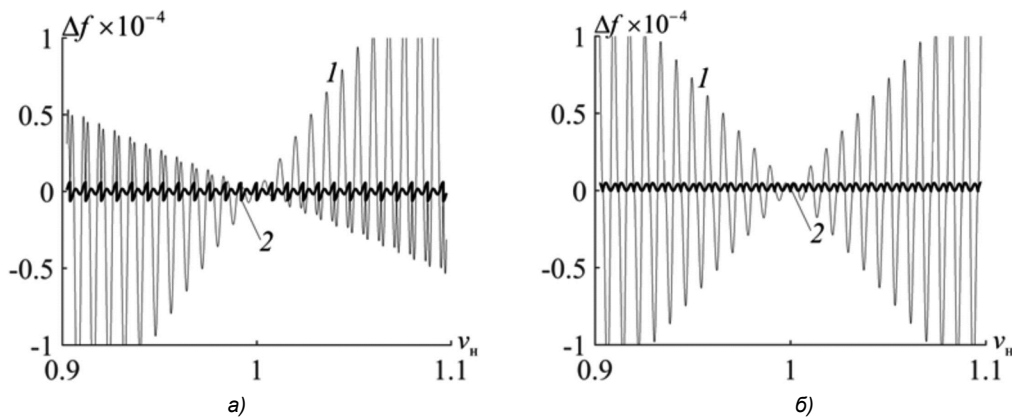


Рис. 2. Зависимость абсолютной погрешности оценивания частоты Δf сигнала от нормированной частоты $\nu_n = f_{\text{тс}}/f_0$

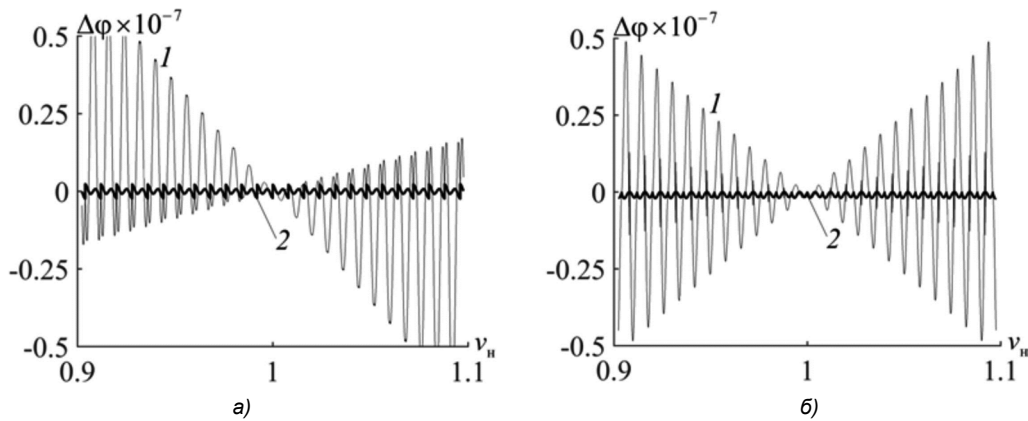


Рис. 3. Зависимость абсолютной погрешности оценивания начальной фазы $\Delta \varphi$ сигнала от нормированной частоты $\nu_n = f_{\text{тс}}/f_0$

Как видно из рис. 1-3, для заданных условий вычислительного эксперимента в целом имеет место существенное повышение точности СВО параметров гармонического сигнала при использовании в (5) ВФ (11), в сравнении со случаем использования ВФ Ханна. Интересной особенностью поведения погрешностей СВО параметров сигнала при использовании в (5) ВФ (11), для указанного интервала частот, является их своеобразная «стабилизация», т.е. нахождение разброса принимаемых значений в «коридоре» с параллельными границами (кривые 2). Как видно из рис. 1-3, для этих же условий погрешности, демонстрируемые кривыми 1, имеют иной характер поведения, визуально напомина-

ющий «бабочку». Результаты, аналогичные представленным на рис. 1-3, получены и для других значений показателя степени ВФ Хеннинга. В каждом случае поведение зависимостей $\Delta A(\nu_n)$, $\Delta f(\nu_n)$, $\Delta \varphi(\nu_n)$ оказывается различным как качественно, так и количественно. Общая предварительно ожидаемая тенденция такова, что при уменьшении показателя степени ВФ ($\beta=1$) имеет место повышение уровня значений погрешностей оценивания параметров сигнала, а при повышении показателя ($\beta=4, 5$) наблюдается снижение данного уровня (в сравнении с графически проиллюстрированными случаями $\beta=2, 3$).

Таблица 2. СКО значений рассчитанных погрешностей процедуры СВО при использовании ВФ $\sin^{\beta}(\pi n/N)$ для рассмотренного интервала частот $f_{тс} \in [f_0 - f_{\Delta}, f_0 + f_{\Delta}]$

β	1	2	3	4	5
$\sigma_{\Delta A}$	$3,134 \cdot 10^{-6}$	$8,768 \cdot 10^{-10}$	$1,030 \cdot 10^{-10}$	$9,710 \cdot 10^{-14}$	$1,086 \cdot 10^{-14}$
$\sigma_{\Delta f}$	$4,180 \cdot 10^{-8}$	$5,015 \cdot 10^{-11}$	$2,789 \cdot 10^{-12}$	$8,396 \cdot 10^{-15}$	$4,326 \cdot 10^{-16}$
$\sigma_{\Delta \varphi}$	$1,706 \cdot 10^{-5}$	$2,138 \cdot 10^{-8}$	$1,043 \cdot 10^{-9}$	$3,451 \cdot 10^{-12}$	$1,604 \cdot 10^{-13}$

В табл. 2 показаны рассчитанные среднеквадратические отклонения (СКО) $\sigma_{\Delta A}$, $\sigma_{\Delta f}$, $\sigma_{\Delta \varphi}$, значений элементов массивов $\Delta A(v_n)$, $\Delta f(v_n)$, $\Delta \varphi(v_n)$ соответственно, содержащих рассчитанные значения погрешностей процедуры СВО параметров гармонического сигнала при использовании в (5) степенных вариаций ВФ Хеннинга ($\beta=1..5$), включая её квадратичную вариацию – ВФ Ханна ($\beta=2$). Расчёт выполнен для рассмотренного интервала частот $f_{тс} \in [f_0 - f_{\Delta}, f_0 + f_{\Delta}]$ формируемого (измеряемого) ТС. Размерности величин, представленных в табл. 2, соответствуют размерностям измеряемых параметров ТС (пояснения даны ранее).

Как видно из рис. 1-3 и табл. 2, значения погрешностей процедуры СВО параметров сигнала являются сравнительно малыми, позволяющими на их основе формировать высокоточную копию оцениваемого гармонического сигнала. Далее, продемонстрируем эффективность применения СВО для компенсации ГП и повышения эффективности обработки полезного сигнала в условиях (2). Рассмотрение проведём на примере задачи поиска по времени запаздывания фазоманипулированного шумоподобного сигнала (ШПС), порождаемого псевдослучайной последовательностью длины 511, при его наблюдении на фоне ГП и шума (2).

Результаты статистического эксперимента по нейтрализации интенсивной гармонической помехи на основе компенсации с использованием спектрально-веса оценивания параметров

Для демонстрации повышения эффективности поиска ШПС по времени запаздывания на фоне интенсивной ГП и шума проведён сравнительный анализ алгоритма ЧР на основе ДПФ-ОДПФ [6; 8; 20] и алгоритма компенсации ГП на основе СВО (4)-(10). На рис. 4, 5 представлены зависимости вероятностей P правильного выполнения поиска ШПС по задержке от отношения «гармоническая помеха / сигнал» («ГП / С») $q_{пс} = 20 \lg(A_n/A_c)$. По осям абсцисс отложена величина $q_n = q_{пс}/q_{пс\max}$, т.е. отношение «ГП / С», нормированное к максимальному значению $q_{пс\max}$, принятому в [20]. Зависимости получены методом статистического моделирования на основе методики [14; 18; 20; 33] при проведении 20000 испытаний. Параметры ШПС (задержка и начальная фаза) задавались случайным⁶ образом для каждого статистического испытания. Кривые на рис. 4 получены при неизменной частоте⁷ ГП, а кривые на рис. 5 соответ-

ствуют случайной в каждом испытании частоте. В обоих сценариях частота помехи оказывалась попадающей в спектральный интервал главного лепестка спектра ШПС. Отношение «сигнал / шум» задавалось в логарифмической шкале как значение энергетического потенциала $q_{эп} = 10 \lg(P_c/N_0)$ [34, с. 11] ($P_c = 0,5A_c^2$ – мощность ШПС). Представленные на рис. 4, 5 зависимости получены при $q_{эп} = 45$ дБГц. Отношение частоты дискретизации к центральной частоте ШПС $f_d/f_0 = 4$, при этом одному его периоду соответствует $N = 4096$ отсчётов. Номера кривых на рис. 4, 5 означают следующее. Кривые 1 соответствуют квадратурной корреляционной обработке аддитивной смеси (2) без применения каких-либо мер для подавления ГП. Кривые 2-7 получены при использовании предшествующих корреляционной обработке мер нейтрализации ГП. Кривые 2-5 получены аналогично работе [20] и соответствуют алгоритму частотной режекции ГП на основе ДПФ-ОДПФ при использовании в (5) следующих весовых функций: 2 – прямоугольная (естественное окно), 3 – Ханна, 4 – Парзена, 5 – Хеннинга (11). Кривые 6, 7 соответствуют алгоритму компенсации (4) ГП на основе СВО её параметров при предварительном «взвешивании» реализации (2) на основе ВФ Ханна – кривые 6, и ВФ Хеннинга (11) – кривые 7.

Как видно из рис. 4, 5, для принятых условий статистического моделирования алгоритм компенсации ГП на основе СВО обладает существенными преимуществами в сравнении с частотной режекцией на основе ДПФ-ОДПФ. Преимущества заключаются в эффективной работоспособности процедуры поиска (и, вообще, в её возможности) при больших значениях отношения «ГП / С», а также в снижении энергетических потерь сигнала при сравнительно малых уровнях помехи $0 < q_n < 0,5$, что проявляется более высокими значениями вероятностей $P > 0,99$ и протяжённой «стабилизацией» данного значения. Указанные преимущества наблюдаются как при фиксированном значении частоты помехи, так и при произвольном – случайном её значении. Повышение частоты дискретизации не изменяет хода зависимостей (при фиксации значения энергетического потенциала). При снижении энергетического потенциала необходимым оказывается введение когерентного накопления – т.е. M -кратного увеличения интервала наблюдения (M – целое, $M > 1$). Это приводит к ожидаемым смещениям положений кривых 1-5, что согласуется с известными результатами автора для зависимостей 3-5 [20]. Положение кривых 6, 7 при $M > 1$ практически не изменяется.

⁶ Здесь и далее подразумевается равномерное распределение.

⁷ Некратной значению частоты дискретизации.

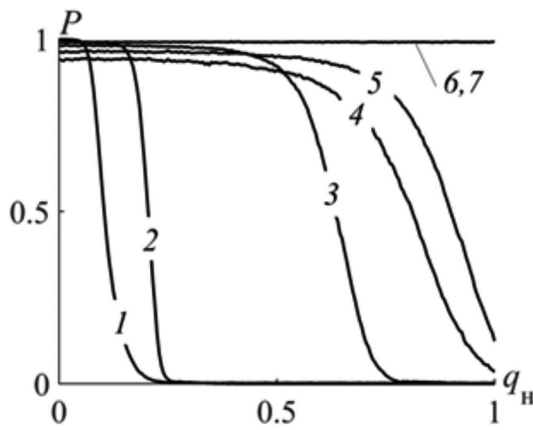


Рис. 4. Зависимость вероятности P правильного выполнения поиска ШПС от нормированного отношения «ГП / С» q_n

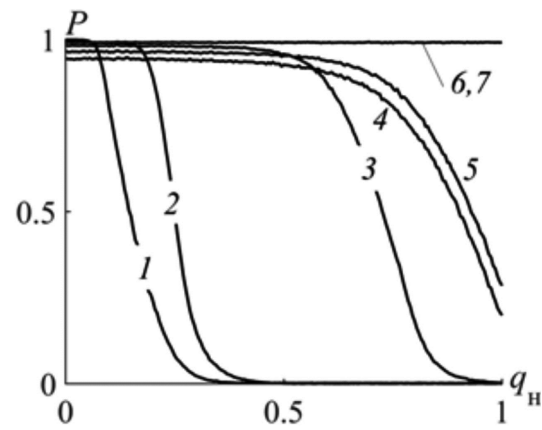


Рис. 5. Зависимость вероятности P правильного выполнения поиска ШПС от нормированного отношения «ГП / С» q_n

Заключение

В статье получены аналитические выражения, необходимые для процедуры спектрально-весаго оценивания параметров гармонического сигнала по отсчётам комплексного спектра его временной реализации, «взвешенной» с использованием кубической $\sin^3(\pi n/N)$ и других вариаций весовой функции Хеннинга $\sin^\beta(\pi n/N)$. Графически и количественно продемонстрировано, что точность оценивания параметров сигнала заметно повышается с ростом показателя степени β ВФ Хеннинга. На основе процедуры спектрально-весаго оценивания реализован высокоэффективный компенсационный алгоритм нейтрализации гармонической помехи, обладающий рекордными характеристиками, обеспечивающий существенное повышение эффективности обработки ШПС (на примере поиска по задержке) в рассмотренных условиях. Статистическими экспериментами показано его существенное превосходство в сравнении с частотным режектором, построенным на основе прямого и обратного дискретного преобразования Фурье. Как видно из представленных в статье результатов, применение степенных вариаций ВФ Хеннинга $\sin^\beta(\pi n/N)$ при вычислении ДПФ оказывает заметное положительное влияние на качество процедуры СВО параметров сигнала, что обеспечивает эффективную компенсацию гармонической помехи, в смеси с которой наблюдается полезный сигнал.

Литература

1. Тузов Г.И., Сивов В.А., Прытков В.И., Урядников Ю.Ф., Дергачев Ю.А., Сулиманов А.А. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 264 с.
2. Смирнов Н.И., Горгадзе С.Ф. Помехоустойчивость асинхронных систем передачи с шумоподобными сигналами при действии узкополосных помех. Радиотехника. 1993. № 7. С. 27-36.
3. Витязев В.В. Цифровая частотная селекция сигналов. М.: Радио и связь, 1993. 240 с.
4. Choi J.W., Cho N.I. Suppression of narrow-band interference in DS-spread spectrum systems using adaptive IIR notch filter. Signal Processing. 2002, vol. 82, no. 12, pp. 2003-2013.

5. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Мухин Н.П., Нахмансон Г.С. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью. М.: Радио и связь, 2003, 640 с.

6. Шилов А.И., Бакитько Р.В., Польшиков В.П., Хацкелевич Я.Д. Предварительная обработка шумоподобных сигналов при наличии сильных интерференционных помех. Радиотехника. 2005. № 7. С. 31-35.

7. Перов А.И. Синтез оптимального алгоритма обработки сигналов в приёмнике спутниковой навигации при воздействии гармонической помехи. Радиотехника. 2005. № 7. С. 36-42.

8. Бакитько Р.В., Польшиков В.П., Шилов А.И., Хацкелевич Я.Д., Болденков Е.Н. Использование весовых функций для предварительной обработки шумоподобных сигналов при наличии сильных интерференционных помех. Радиотехника. 2006. № 6. С. 13-17.

9. Перов А.И., Болденков Е.Н. Исследование адаптивных трансверсальных фильтров для приемников спутниковой навигации при воздействии узкополосных помех. Радиотехника. 2006. № 7. С. 98-105.

10. Петров Е.П., Петров И.Е., Абатуров С.Г. Защита приемных устройств мобильной связи с шумоподобными сигналами от мощных подобных и гармонических помех. Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2010. № 4. С. 21-25.

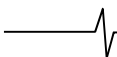
11. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. 4-е изд., перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.

12. Авдеев В.А., Кошкаров А.С., Коннов Е.В. Обнаружение помех в частотных диапазонах космических навигационных систем. Журнал радиоэлектроники. 2015. № 10. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/oct15/12/text.pdf>.

13. Коратаев П.Д., Миронов В.А., Неровный В.В. Поиск и обнаружение BPSK сигналов в условиях узкополосной помехи. Теория и техника радиосвязи. 2015. № 1. С. 15-21.

14. Кузьмин Е.В., Зограф Ф.Г. Повышение вероятности правильного поиска шумоподобного сигнала по времени запаздывания на фоне тональной помехи. Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 11. С. 137-140.

15. Куликов Г.В., Нестеров А.В., Лелюх А.А. Помехо-



устойчивость приема сигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией в присутствии гармонической помехи. Журнал радиоэлектроники. 2018. № 11. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/nov18/9/text.pdf>.

16. Бельков С.А., Малыгин И.В. Использование нейронной сети для обнаружения и идентификации помех при приеме шумоподобного сигнала. Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2019. Т. 22. № 2. С. 37-43.

17. Куликов Г.В., До Чунг Тиен. Эффективность фазового алгоритма адаптивной фильтрации при приеме сигналов с многопозиционной фазовой манипуляцией. Журнал радиоэлектроники. 2020. № 4. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/apr20/9/text.pdf>.

18. Кузьмин Е.В. О влиянии квантования по уровню на эффективность процедуры поиска шумоподобного сигнала по задержке на фоне шума и гармонической помехи. Цифровая обработка сигналов. 2020. № 2. С. 41-45.

19. Шахтарин Б.И. Анализ фазовой автоподстройки при воздействии гармонической помехи и шума. Радиотехника и электроника. 2021. Т. 66. № 8. С. 782-790.

20. Кузьмин Е.В. Повышение эффективности обработки сигналов на фоне гармонической помехи за счёт выбора функции предварительного взвешивания для частотного режектора. Цифровая обработка сигналов. 2021. № 4. С. 16-20.

21. Кузьмин Е.В. Анализ частотных характеристик процедур квадратурной корреляционной обработки комплексных сигналов. Цифровая обработка сигналов. 2020. № 4. С. 13-20.

22. Rife D.C., Vincent G.A. Use of the discrete Fourier transform in the measurement of frequencies and levels of tones. The Bell System Technical Journal. Feb. 1970, vol. 49, no. 2, pp. 197-228.

23. Rife D.C., Boorstyn R.R. Single-tone parameter estimation from discrete-time observations. IEEE Transactions on

Information Theory. Sep. 1974, vol. IT-20, no. 5, pp. 591-598.

24. Rife D.C., Boorstyn R.R. Multiple tone parameter estimation from discrete-time observations. The Bell System Technical Journal. Nov. 1976, vol. 55, no. 9. pp. 1389-1410.

25. Narduzzi C., Offelli C. Real-time high accuracy measurement of multifrequency waveforms. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. Dec. 1987, vol. IM-36, no. 4, pp. 964-970.

26. Глинченко А.С., Тронин О.А. Исследование спектрально-веса измерения частоты сигналов. Цифровая обработка сигналов. 2010. № 2. С. 22-28.

27. Глинченко А.С., Комаров В.А. Компьютерные спектральные измерения параметров сигналов. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2010. 176 с.

28. Марпл.-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения; пер. с англ. М.: Мир, 1990. 584 с.

29. Дворкович В.П., Дворкович А.В. Оконные функции для гармонического анализа сигналов. М.: Техносфера, 2016. 208 с.

30. Глинченко А.С., Тронин О.А. Повышение точности интерполяционных оценок параметров сигналов при спектрально-веса измерениях. Цифровая обработка сигналов. 2011. № 1. С. 7-12.

31. Хемминг Р.В. Цифровые фильтры: пер. с англ. / под ред. А.М. Трахтмана. М.: Сов. радио, 1980. 224 с.

32. Брычков Ю.А., Маричев О.И., Прудников А.П. Таблицы неопределённых интегралов. 2-е изд., исправ. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. 200 с.

33. Кузьмин Е.В. Исследование эффективности беспороговой процедуры поиска псевдослучайного сигнала при ограничении разрядности входных наблюдений. Цифровая обработка сигналов. 2020. № 1. С. 9-12.

34. Жодзишский М.И., Мазепа Р.Б., Овсянников Е.П., Сазонов Л.Б., Сила-Новицкий С.Ю., Симонгауз В.И. Цифровые радиоприемные системы: справочник / под ред. М.И. Жодзишского. М.: Радио и связь, 1990. 208 с.

Уважаемые авторы !

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

1) Требования к текстовым материалам и сопроводительным документам:

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

2) Требования к иллюстрациям:

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

УДК 621.396.969

ОЦЕНКА РАБОЧИХ ЗОН ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ ПРИ СОВМЕСТНОМ ИСПОЛЬЗОВАНИИ СИГНАЛОВ ОТ ДВУХ ЦЕПЕЙ

Грунин А.П., ведущий инженер, Дальневосточный филиал Всероссийского научно-исследовательского института физико-технических и радиотехнических измерений, e-mail: grunin@dfvniiftri.ru

Сай С.В., д.т.н., профессор, заведующий кафедрой вычислительной техники Тихоокеанского Государственного университета, e-mail: sai1111@rambler.ru

WORKING AREAS ESTIMATION OF PULSE-PHASE RADIO NAVIGATION SYSTEMS WHEN USING SIGNALS FROM TWO CHAINS TOGETHER

Grunin A.P., Sai S.V.

In this paper, an iterative position search algorithm is considered, based on the use of the differences in the arrival times of radio pulses from all radio navigation stations operating at the receiving point. The error in determining the location by the proposed algorithm is compared with the existing hyperbolic method at 8178 points in the Asia-Pacific region. The data obtained made it possible to simulate and evaluate the working zones of two jointly used chains of pulse-phase radio navigation systems according to both algorithms. It is shown that the use of the iterative position search method significantly expands the working area of chains when they are used together. Also, in most areas, the position determination error is significantly lower than in the hyperbolic method. A method is introduced for quantitative assessment of the effectiveness of the iterative position search method in comparison with the hyperbolic method. Modeling the working area of several chains allows you to improve the efficiency of determining the deployment locations and formats of new systems.

Key words: navigation, positioning, accuracy, coordinates, working zones, iterative algorithm, minimization.

Ключевые слова навигация, позиционирование, погрешность, координаты, рабочие области, итерационный алгоритм, минимизация.

Введение

Для выполнения задачи резервирования глобальных навигационных спутниковых систем используются импульсно-фазовые радионавигационные системы (ИФРНС), работающие в диапазоне длинных волн [1]. Согласно Радионавигационному плану Российской Федерации от 4 сентября 2019 года, одним из приоритетных направлений развития национальных систем навигационно-временного обеспечения России является модернизация ИФРНС до уровня полноценной дублирующей (дополняющей) радионавигационной системы. Также отмечается, что дальнейшее повышение точностных параметров навигационных измерений сопряжено с совершенствованием алгоритмов определения местоположения.

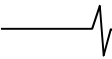
В докладе [2] указывается, что совместное использование eLoran передатчиков в Англии, Франции, Германии и Дании позволяет обеспечить погрешность позиционирования менее 10 метров. Авторы производят теоретическую оценку рабочей зоны нескольких станций eLoran в виде тепловой карты.

В [3] предложен алгоритм определения навигационных параметров сразу от нескольких цепочек ИФРНС, действующих в регионе Южной Кореи и ее акватории. Метод основывается на грубом первичном определении позиции приемника на основе сигналов одной цепочки ИФРНС, после чего становится возможным использование сигналов других цепочек.

Рассмотрен алгоритм итеративного поиска позиции приемника, основанный на использовании разностей времен прихода радиоимпульсов от всех радионавигационных станций, работающих в точке приема. Произведено сравнение погрешности определения местоположения предложенного алгоритма с существующим гиперболическим методом в 8178 точках Азиатско-Тихоокеанского региона. Полученные данные позволили смоделировать и оценить рабочие зоны двух, совместно используемых цепочек импульсно-фазовых радионавигационных систем по обоим алгоритмам. Показано, что использование метода итеративного поиска позиции значительно расширяет рабочую область цепочек при их совместном использовании. Также в большинстве областей погрешность определения местоположения значительно меньше, чем в гиперболическом методе. Введен способ количественной оценки эффективности применения метода итеративного поиска позиции по сравнению с гиперболическим методом. Моделирование рабочей зоны нескольких цепочек позволяет повысить эффективность определения мест развертывания и форматов работы новых систем.

На основе метода [3] авторы [4] проводят оценку погрешности позиционирования по сигналам планируемой к развертыванию системы eLoran на территории Южной Кореи. Из-за отсутствия реально действующих станций eLoran авторам приходится производить оценку теоретически.

В [5] приводятся результаты исследования влияния различных значений проводимости земной поверхности на затухание сигналов в ДВ диапазоне на территории Южной Кореи. Подобные исследования с построением рабочих зон мощности и оценкой погрешности позицио-



нирования проводились в [6] на Египетском побережье.

Целью работы является сравнение погрешности определения местоположения предложенного алгоритма итеративного поиска позиции с алгоритмом, основанным на гиперболическом методе. Сравнение производится на большой территории Азиатско-Тихоокеанского региона. Полученные данные позволяют смоделировать рабочую зону двух, совместно использующихся цепочек ИФРНС по обоим алгоритмам и сравнить их эффективность.

Методы определения местоположения

Стандартная цепочка ИФРНС включает от трех до пяти передающих станций. Схематический вид излучаемых двумя цепочками пакетов импульсов представлен на рис. 1. Первая станция является ведущей (M), остальные ведомыми (W, X, Y). Станции излучают группы импульсов с определенным интервалом, называемым GRI (Group Repetition Interval).

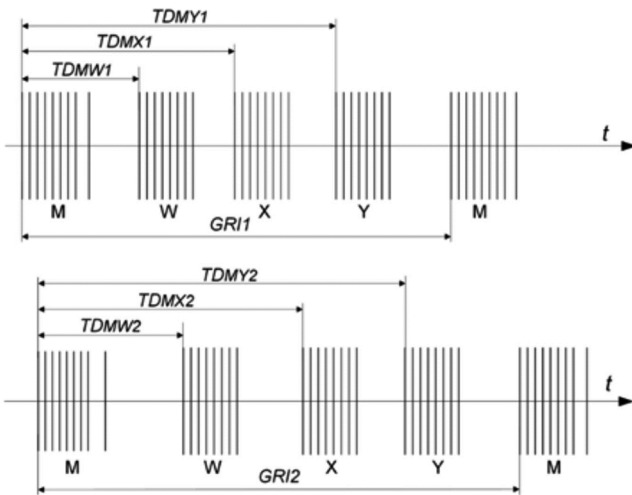


Рис. 1. Схематический вид излучаемых двумя цепочками пакетов импульсов

На рис. 1 GRI1 и GRI2 – периоды повторения групп радиоимпульсов каждой цепочки. TD_{Mij} – разность времени прихода первого импульса i -й станции ($i = W, X, Y, Z$) j -й цепочки и первого импульса ведущей станции M_j . Для обеспечения условия отсутствия совпадения сигналов ведомых станций по времени в любой точке рабочей зоны применяются фиксированные кодовые задержки по времени излучения радиоимпульсов каждой ведомой станцией.

Приемник измеряет время прихода импульсов станций относительно собственной шкалы времени. При условии, что все принимаемые станции синхронизированы со шкалой единого времени возможно применение ГНСС-подобного метода расчета координат [7], но на данный момент в реальных местах применения не все принимаемые цепочки ИФРНС имеют подобную синхронизацию.

Гиперболический метод [8] подразумевает, что пользователь получает свои координаты путем измерения разности времен прихода импульса ведущей станции и ведомой. Входными данными гиперболического метода являются значения TD_{Mi} , а также параметры цепочки ИФРНС. Классический гиперболический метод

позиционирования производит вычисление координат в 3 этапа:

- преобразование координат передающих станций из системы референц-эллипсоида в систему координат сферы, имеющей одну точку касания с референц-эллипсоидом;
- решение уравнений сферической тригонометрии с устранением неоднозначностей;
- преобразование полученных координат в географические.

Алгоритм применяется только для двух TD одной цепочки. В случае, если цепочка ИФРНС содержит 4-5 станций или в регионе действуют несколько цепочек, необходимо применение алгоритмов совмещения нескольких оценок местоположения.

В [9] представлен итерационный алгоритм, основанный на использовании разностей времен прихода радиоимпульсов от всех принимаемых радионавигационных станций. В работе промоделированы сигналы станций M, X, Y для цепочек с GRI 5950 и GRI 7950.

Кратко рассмотрим принцип действия предложенного алгоритма. Примем, что в каждой из цепочек имеется по 4 станции (M, W, X, Y). В общем случае приемник может принять сигналы от N цепочек. Примем, что координаты станций M, W, X, Y каждой цепочки при этом будут обозначены как $(x_{Mk}, y_{Mk}), (x_{Wk}, y_{Wk}), (x_{Xk}, y_{Xk}), (x_{Yk}, y_{Yk})$ для $k = 1 \dots N$.

Исходными данными для алгоритма являются значения TD_{MWk}, TD_{MXk} и TD_{MYk} для $k = 1 \dots N$. Зная координаты передающих станций и скорость распространения радиоволн для любой точки с координатами $\{x, y\}$, мы можем рассчитать теоретические значения TD , соответствующие этой точке. Обозначим эти значения как

$$\rho TD_{MWk} = \frac{L(\{x, y\}, \{x_{Wk}, y_{Wk}\}) - L(\{x, y\}, \{x_{Mk}, y_{Mk}\})}{c}, \quad (1)$$

$$\rho TD_{MXk} = \frac{L(\{x, y\}, \{x_{Xk}, y_{Xk}\}) - L(\{x, y\}, \{x_{Mk}, y_{Mk}\})}{c}, \quad (2)$$

$$\rho TD_{MYk} = \frac{L(\{x, y\}, \{x_{Yk}, y_{Yk}\}) - L(\{x, y\}, \{x_{Mk}, y_{Mk}\})}{c}, \quad (3)$$

где $L(\{x_0, y_0\}, \{x_1, y_1\})$ – функция определения расстояния между двумя точками с координатами $\{x_0, y_0\}, \{x_1, y_1\}$ по поверхности эллипсоида, аппроксимирующей поверхность Земли, c – скорость распространения радиоволн.

Для нахождения координат $\{x, y\}$, максимально близких к истинным, необходимо найти минимум следующего выражения:

$$\sum_{k=1}^N ((\rho TD_{MWk} - TD_{MWk})^2 + (\rho TD_{MXk} - TD_{MXk})^2 + (\rho TD_{MYk} - TD_{MYk})^2). \quad (4)$$

В качестве функции вычисления расстояния между двумя точками с координатами $\{x_0, y_0\}$ и $\{x_1, y_1\}$ по поверхности эллипсоида, аппроксимирующей поверхность Земли, используется итерационный алгоритм Vincenty. Из-за этого дифференцирование выражения (4) будет затруднено. В настоящей работе предлагается альтернативный алгоритм итеративного поиска позиции:

Задается начальная сетка координат $N \times N$ точек с шагом широты и долготы выбранным таким образом, чтобы полностью покрыть предполагаемую рабочую зону цепочек ИФРНС, участвующих в расчетах.

На указанной сетке вычисляется точка, в которой выражение (4) принимает минимальное значение.

При необходимости применяется один из известных методов [10], [11] компенсации влияния разной скорости распространения радиоволн над сушей или морской поверхностью, а также различий в проводимости отдельных типов суши на систематическую погрешность определения TD , после чего проводится корректировка TD . В [10] приводятся данные о том, что на расстояниях между приемником и передающей станцией от 100 до 400 км поправка к TD из-за разной скорости сигнала над сушей и морем может составлять от 100 до 550 нс. В [11] приводятся данные, что на при смене позиции приемника на 10 км, неоднородности в скорости прохождения сигнала над сушей могут потребовать внесения поправки в TD до 20 нс.

Сетка координат задается заново, так чтобы центр сетки находился в точке, полученной в предыдущем шаге, а шаг широты и долготы делится в M раз.

Переход к шагу 2 до тех пор, пока значение выражения (4) не достигнет заданной точности.

В [9] показано, что представленный алгоритм позиционирования позволяет снизить погрешность определения местоположения по двум навигационным цепям на 50 % по сравнению с использованием гиперболического метода вместе с усреднением результатов.

Результаты моделирования рабочих зон

Выбор Азиатско-Тихоокеанского региона для исследования обусловлен тем, что на этой территории не все цепочки ИФРНС модернизированы до eLoran, а значит к ним не может применяться ГНСС-подобный метод расчета координат. Дальнейшие исследования могут быть направлены на исследование рабочих зон цепочек eLoran в Евро-Атлантическом регионе.

Для построения тестового набора данных выбраны 2 цепочки ИФРНС GRI7950 и GRI9930. В [9] показано, что итерационный алгоритм также применим к паре цепочек с GRI7950 и GRI5950. На рис. 2 представлено расположение передающих станций указанных цепочек.

Для построения изолиний рабочих зон смоделирован тестовый набор данных. Исследование проводилось для области, ограниченной $25^\circ - 68^\circ$ северной широты и $105^\circ - 180^\circ$ восточной долготы. Всего исследовалось 8178 точек. Для каждой из указанных точек получены теоретические значения TD_{MW1} , TD_{MX1} , TD_{MY1} и TD_{MW2} , TD_{MX2} , TD_{MY2} для реально действующих в регионе цепочек GRI7950 и GRI9930 соответственно. Далее были смоделированы наборы данных, представляющие собой нормально распределенные случайные величины с математическим ожиданием TD_{MW1} , TD_{MX1} , TD_{MY1} и TD_{MW2} , TD_{MX2} , TD_{MY2} .

Среднеквадратическое отклонение всех наборов данных составило 30 нс. В геометрическом смысле каждое значение TD_{Mij} , в которое вносится случайная составляющая определяет гиперболическую линию, на

которой находится объект. Фокусами этой линии являются координаты станций в индексе TD , а само значение TD при его переводе в расстояние определяет удвоенное значение большой полуоси гиперболы.

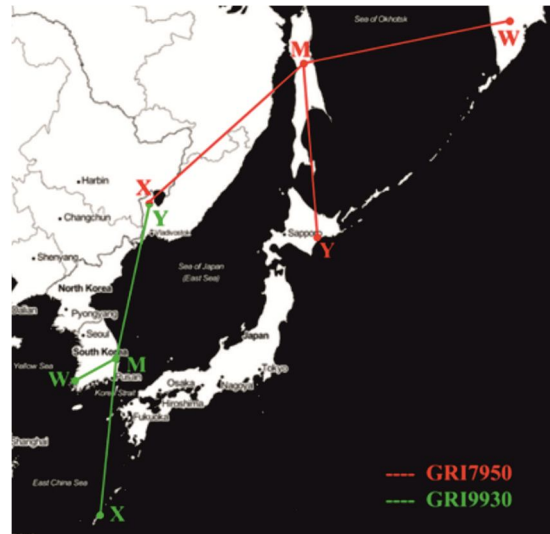


Рис. 2. Расположение передающих станций цепочек GRI7950 и GRI9930

Выбор СКО 30 нс обусловлен реальными показателями случайной погрешности измерения положения радиоимпульсов ИФРНС станцией контроля в Дальневосточном регионе. Случайная составляющая погрешности определения положения радиоимпульсов при времени измерения менее 1 минуты обусловлена в основном алгоритмом приема импульсов и внутренними шумами приемного оборудования. Систематическая погрешность измерения положения радиоимпульсов определяется различием скорости распространения радиоволн над сушей и морской поверхностью, а также различиями в проводимости отдельных типов суши. Методы компенсации систематической погрешности измерения положения радиоимпульсов представлены в работах [10] и [11]. Полное устранение систематической погрешности представляется недостижимым, однако в данной работе предполагается, что систематическая погрешность компенсируется одним из известных алгоритмов до пренебрежимо малого уровня по сравнению со случайной погрешностью.

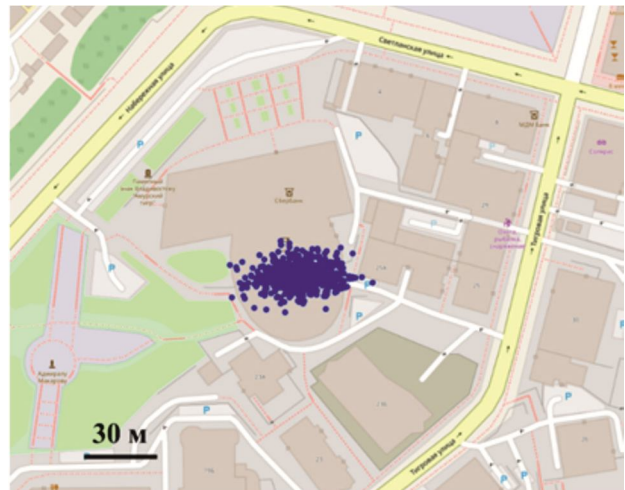
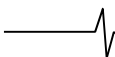


Рис. 3. Распределение координат для тестовой точки



В процессе экспериментов проведено вычисление погрешности определения местоположения по гиперболическому методу для каждой цепочки и предложенного метода итеративного поиска позиции. В качестве критерия оценки погрешности принят радиус окружности, внутрь которой попадают 95 % координат, вычисленных по смоделированным наборам данных в каждой точке. На рис. 3 представлено распределение координат, вычисленных по смоделированному набору данных для точки с координатами 43,1163612 северной широты и 131,878143 восточной долготы. Различные распределения координат для гиперболического алгоритма и алгоритма итеративного поиска позиции представлены в [9] вместе с функциями распределения.

Результаты обработки полученных данных представлены на рис. 4 и рис. 5. Для удобства сравнения эффективности методов на рисунках приведены области, где погрешность определения местоположения составляет меньше 50 метров. На рис. 4 представлены области покрытия цепочек GRI7950 и GRI9930 при использовании гиперболического метода. Различными цветами обозначены области, где погрешность определения местоположения находится в диапазоне 40-50 м, 30-40 м, 20-30 м и 16-20 м. Следует отметить, что минимальная погрешность для гиперболического метода составила 16,7 метров.

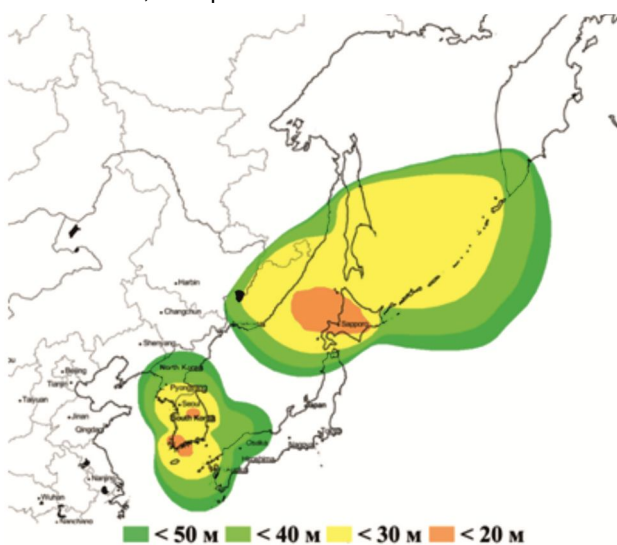


Рис. 4. Области покрытия цепочек GRI7950 и GRI9930 при использовании гиперболического метода

На рис. 5 представлены области покрытия цепочек GRI7950 и GRI9930 при использовании метода итеративного поиска позиции. Цветами обозначены области, где погрешность определения местоположения находится в диапазоне 40-50 м, 30-40 м, 20-30 м, 15-20 м и 9-15 м. Минимальная погрешность для метода итеративного поиска позиции составила 9,5 метров.

Из рис. 4 и рис. 5 видно, что использование метода итеративного поиска позиции значительно расширяет рабочую область цепочек GRI7950 и GRI9930 при их совместном использовании. Также в большинстве областей погрешность определения местоположения значительно ниже, чем в гиперболическом методе.

Для количественной оценки эффективности применения метода итеративного поиска позиции по сравнению с гиперболическим методом необходимо оценить

погрешность какого процента из тестового набора данных 8178 точек находится ниже определенной планки. На рис. 6 приведена указанная оценка. Ось ординат указывает какой процент из 8178 точек имеет погрешность определения положения ниже, чем значение на оси абсцисс.

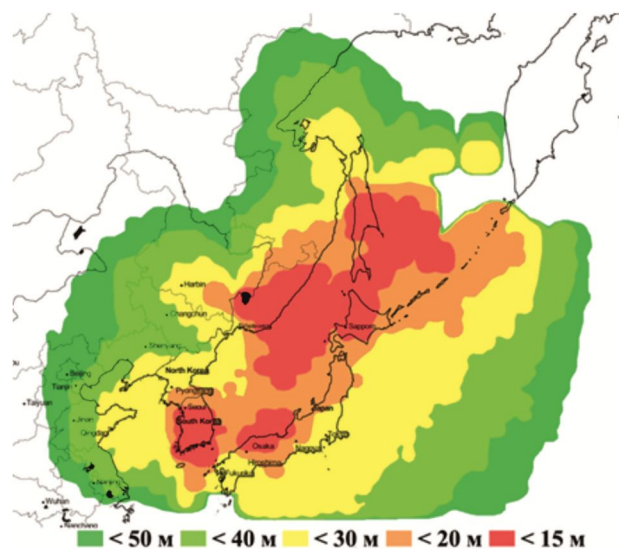


Рис. 5. Области покрытия цепочек GRI7950 и GRI9930 при использовании метода итеративного поиска позиции

Следует отметить, что полученные методом итеративного поиска позиции оценки координат могут быть улучшены путем фильтрации. Возможно применение алгоритма обработки навигационной информации с использованием различных методов и параметров фильтрации, основанных на характере движения объекта [12].

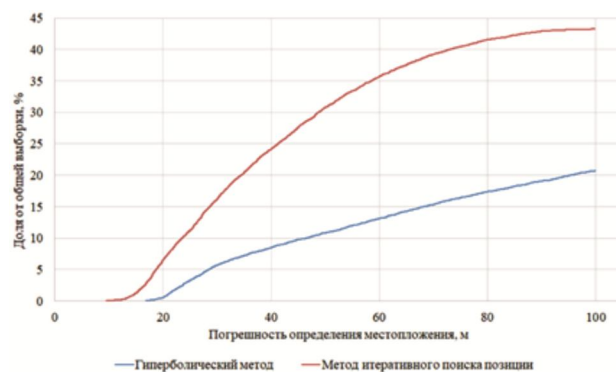


Рис. 6. Оценка эффективности применения методов

Заключение

На основе разработанного итерационного алгоритма позиционирования произведено моделирование областей перекрывающихся зон покрытия радионавигационных цепочек разных стран. Результат сравнения алгоритма с гиперболическим методом позиционирования показал значительное увеличение рабочей зоны, обеспечивающей необходимую погрешность позиционирования.

Количественный анализ эффективности предложенного метода позволяет сделать вывод, что при использовании алгоритма итеративного поиска позиции размер зоны, в которой погрешность определения местоположения ниже 20 метров, приблизительно в 11 раз больше зоны, в которой такую же погрешность обеспечивает гиперболический метод. Для погрешности ниже 40 метров размер рабочей зоны увеличивается в 2,86 раза.

Для погрешности ниже 60 метров в 2,7 раза.

Алгоритм итеративного поиска позиции способен работать с сигналами от двух и более радионавигационных цепей. Использование результатов исследования позволит определять оптимальные места развертывания и форматы работы новых комбинированных радионавигационных систем.

Литература

1. Offermans G., Bartlett S., Schue C. Providing a Resilient Timing and UTC Service Using eLoran in the United States: Resilient timing using eLoran. *Navigation – Journal of The Institute of Navigation*, June 2017. DOI:10.1002/na-vi.197.
2. Offermans G., Johannessen E., Bartlett S., Schue C., Grebnev A., Bransby M., Williams P., Hargreaves C. eLoran Initial Operational Capability in the United Kingdom – First Results. *Proceedings of the 2015 International Technical Meeting of The Institute of Navigation*, Dana Point, California, January 2015, pp. 27-39.
3. Son P., Rhee J. H., Seo J. Novel Multichain-Based Loran Positioning Algorithm for Resilient Navigation. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. April 2018, vol. 54, no. 2, pp. 666-679. DOI: 10.1109/TAES.2017.2762438.
4. Son P. W., Park S. H., Seo K., Han Y., Seo J. Development of the Korean eLoran Testbed and Analysis of its Expected Positioning Accuracy. *19th IALA Conference*, 2018. URL: https://rntfnd.org/wp-content/uploads/Korea-eLoran-2018.IALA_.pdf (дата обращения: 28.09.2021).
5. Rhee J. H., Seo J. eLoran Signal Strength and Atmospheric Noise Simulation over Korea. *Journal of Positioning, Navigation and Timing*, vol. 2, no. 2, Oct. 2013, pp. 101-108. DOI:10.11003/JKGS.2013.2.2.101.
6. Bahr F.M., Abdelkawy E.E., Shedied S.A. e-Loran Navigation System for Egyptian Coasts & Maritime. *17th ASAT International Conference.*, Apr. 2017. DOI:10.21608/asat.2017.22478.
7. Hargreaves C. ASF Measurement and Processing Techniques, to allow Harbour Navigation at High Accuracy with eLoran. M.S. thesis, Navigation Tech, University of Nottingham, Nottingham, U.K., Sept. 2010.
8. Williams P., Last D. On Loran-C Time-Difference to Coordinate Converters. *University of Wales, Bangor, U.K.*, 2003.
9. Grunin A.P., Sai S.V., Zakirov B.P. All-in-View Time Difference Solution for eLoran. *2021 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF)*, 2021, pp. 1-4. DOI: 10.1109/WECONF51603.2021.9470709.
10. Lo S., Leathem M., Offermans G., Gunther G.T., Peterson B., Johnson G., Enge P. Defining primary, secondary, additional secondary factors for RTCM minimum performance specifications. *Proceedings of 38th Annual Convention and Technical Symposium of the International Loran Association*, 2009, Portland, ME, USA.
11. Pyo-Woong S., Joon H.R., Jaehui H., Jiwon S. Universal Kriging for Loran ASF Map Generation. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 55, 2019, pp. 1828-1841. DOI:10.1109/TAES.2018.2876587.
12. Grunin A.P., Kalinov G.A., Bolokhovtsev A.V., Sai S.V. Method to improve accuracy of positioning object by eLoran system with applying standard Kalman filter. *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 1015, 2018, pp. 032050-1–032050-7. DOI:10.1088/1742-6596/1015/3/032050.

Уважаемые коллеги!

Приглашаем Вас принять участие в формировании тематических выпусков журнала «Цифровая обработка сигналов» и размещению рекламы продукции (услуг) Вашей организации на его страницах. В случае положительного решения просим представить в редакцию журнала Ваши предложения по плановому размещению информационных материалов и макет рекламы продукции (услуг) с указанием желаемого её месторасположения: обложка (2-я, 3-я или 4-я стр.), цветная внутренняя полоса (объем полосы).

Журнал «Цифровая обработка сигналов» издается с 1999 года. Выходит ежеквартально, тиражом 200 экз.

Научно-технический журнал «Цифровая обработка сигналов» включен в Перечень изданий, рекомендуемый ВАК РФ для публикации результатов научных исследований соискателями ученой степени доктора и кандидата технических наук в области радиотехники, связи, вычислительной техники, электроники, приборостроения, информационных технологий, информационно-измерительных и управляющих систем. Журнал «Цифровая обработка сигналов» включен в базу данных Web of Science – Russian Science Citation Index (287-я позиция)

Планируемые сроки издания отдельных номеров журнала:

- № 3 сентябрь 2022 г. Тематический выпуск: «Цифровая обработка изображений».
- № 4 декабрь 2022 г. Тематический выпуск: «ЦОС в радиотехнике и системах телекоммуникаций».
- № 1 март 2023 г. Тематический выпуск: «ЦОС в инфокоммуникационных системах».
- № 2 июль 2023 г. Тематический выпуск по материалам 25-й Международной научно-технической конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA».

Ориентировочная стоимость рекламных услуг:

- 4-я (внешняя) страница цветной обложки – 25 тысяч рублей.
- 2-я и 3-я (внутренние) страницы цветной обложки – 15 тысяч рублей.
- 1/2 цветной внутренней полосы – 8 тысяч рублей.

Ждем Ваших предложений.

С наилучшими пожеланиями, зам. главного редактора

д.т.н., профессор Витязев Владимир Викторович, телефон 8-903-834-81-81.

Предложения прошу направлять по адресу: E-mail: vityazev.v.v@rsreu.ru или info@dspa.ru

ПОСТРОЕНИЕ ФУНКЦИИ ПЛОТНОСТИ ВЕРОЯТНОСТИ ОГИБАЮЩЕЙ МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ЗАМИРАНИЙ

Маслаков М.Л., к.т.н., доцент, Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, e-mail: maslakovml@gmail.com

ESTIMATION OF THE PROBABILITY DENSITY FUNCTION OF THE ENVELOPE SIGNALS WITH MODULATION IN CASES OF FADING

Maslakov M.L.

The article considers the problem of statistical analysis modulated signals received from fading channels. The goal of the work is estimation of probability distribution density of the envelope signal. The Parzen method are used for get this estimation. The results of numerical simulation are presented.

Key words: probability density function, envelope signal, fading, quadrature amplitude modulation, phase shift-keying modulation, noise variance.

Ключевые слова: плотность распределения вероятностей, комплексная огибающая, замирания, квадратурная амплитудная модуляция, фазовая манипуляция, дисперсия шума.

Введение

В ряде практических приложений анализа и обработки сигналов и случайных процессов часто переходят к рассмотрению их комплексных огибающих [1]. На основе такого анализа получают, например, оценки отношения сигнал/шум и вероятности ошибки на бит в задачах оценивания состояния и качества радиолиний [2]; оценку искажений траекторного сигнала в задаче автофокусировки радиолокационных изображений [3] и т.д.

При статистическом анализе сигнальных созвездий модулированных цифровых (в смысле передачи информации) сигналов, принятых на фоне аддитивного шума, обычно ограничиваются рассмотрением статистических свойств амплитуды комплексной огибающей, либо фазы, что естественно для сигналов, соответственно, с квадратурной амплитудной (QAM) либо фазовой (PSK) модуляцией [4]. Статистические свойства амплитуды и фазы огибающей достаточно полно рассмотрены в [5-9].

Однако, для принятия решения о переданном символе, а также оценке достоверности данного символа, в случае передачи сигналов через каналы с замираниями необходимо учитывать «полную картину» о статистических свойствах комплексной огибающей принимаемого сигнала. Т.е. как об амплитуде или модуле комплексной огибающей, так и о фазе. В случае применения параметрических методов оценивания часто рассматривают закон Релея [5-7] или Райса [5, 6] для амплитуды и круговое нормальное распределение [9] или распределение Мизеса [8, 9] для фазы. Для оценки параметров при этом применяют метод максимума правдоподобия [10]. Такой подход не всегда позволяет получить корректную оценку достоверности принятого символа. Так, например, отклонение значения фазы от истинного может быть «мало», однако, в силу замираний, отклонение

Рассматривается задача статистического анализа модулированных сигналов. Целью работы является построение плотности распределения вероятностей коэффициентов комплексной огибающей сигналов, принятых из каналов с замираниями. Для построения плотности применяется метод Парзена. Показаны результаты численного моделирования.

значения амплитуды для того же символа может быть «велико». Кроме того, в случае, когда передается длительный сегмент одинаковых символов (бит), например нулей, требуется соответствующий учет частотности передаваемых символов путем введения дополнительного параметра, что на порядок увеличивает число вычислений.

Поэтому большой интерес представляют непараметрические методы оценки [10, 11]. Однако, каналы с замираниями характеризуются также нестационарностью, т.е. изменчивостью характеристик. В результате чего объем выборки, который может быть использован для построения плотности распределения вероятностей, «не велик», что существенно ограничивает применение, например, гистограммного метода [10].

Целью данной работы является построение эмпирической плотности распределения вероятностей коэффициентов комплексной огибающей модулированных сигналов, принятых из нестационарного канала с замираниями.

Модель сигнала

Как известно [4], математическую запись для сигнала с QAM или PSK модуляцией можно записать в виде следующего выражения:

$$s(t) = \sum_{n=1}^N A_n \cos(\omega t + \varphi_n) p(t - (n-1)T_{sym}), \quad (1)$$

где N – количество передаваемых символов, A_n – амплитуды передаваемых символа, $\omega = 2\pi f$ – несущая частота, φ_n – фазы передаваемых символов, T_{sym} – длительность символа, $p(t)$ – импульсная функция.

Часто $p(t)$ представляет собой функцию вида

$$p(t) = \begin{cases} 1, t \in [0; T_{sym}] \\ 0, t \notin [0; T_{sym}] \end{cases} \quad (2)$$

Положив $\hat{s}(t)$ как преобразование Гильберта сигнала $s(t)$, запишем комплексный сигнал, называемый аналитическим сигналом (см. [1])

$$\dot{u}(t) = s(t) + i\hat{s}(t), \quad (3)$$

вещественная часть которого есть (1).

Перепишем (3) подробнее

$$\begin{aligned} \dot{u}(t) &= \sum_{n=1}^N (A_n \cos(\omega t + \varphi_n) + \\ &+ iA_n \sin(\omega t + \varphi_n)) p(t - (n-1)T_{sym}) = \\ &= \sum_{n=1}^N A_n e^{i\varphi_n} p(t - (n-1)T_{sym}) e^{i\omega t} = \\ &= \sum_{n=1}^N \dot{u}_n p(t - (n-1)T_{sym}) e^{i\omega t}, \end{aligned} \quad (4)$$

где

$$\dot{F}(t) = \sum_{n=1}^N \dot{u}_n p(t - (n-1)T_{sym}) \quad (5)$$

есть комплексная огибающая [1].

Комплексные значения \dot{u}_n в (5), соответствующие передаваемым символам, далее будем называть коэффициентами комплексной огибающей модулированного сигнала $s(t)$. Для удобства дальнейших записей рассмотрим комплексный вектор вида

$$\dot{U} = \{\dot{u}_n\} = \{I_n + iQ_n\}, n = 1 \dots N \quad (6)$$

где $I_n = A_n \cos \varphi_n$, $Q_n = A_n \sin \varphi_n$ – синфазная и квадратурная составляющие.

Тогда для сигнала (1), принятого из канала с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ), т.е. в случае

$$\tilde{s}(t) = s(t) + \xi(t), \quad (7)$$

где $\xi(t)$ – АБГШ, коэффициенты огибающей можно записать в следующей форме

$$\dot{U}_\xi = \dot{U} + \dot{V}, \quad (8)$$

где $\dot{V} = \{\xi_{I,n} + i\xi_{Q,n}\}, n = 1 \dots N$ – вектор соответствующих синфазно-квадратурных составляющих аддитивного шума $\xi(t)$.

Здесь $\xi_{I,n}, \xi_{Q,n}$ есть независимые нормальные величины с дисперсией σ_ξ^2 .

Модель сигнала, принятого из канала с замираниями

Плотность вероятности амплитуды огибающей суммы сигнала и шума, обычно, описывают законом Райса, в частном случае, сводящимся к закону Релея (см. подробнее в [5]). Действительно, полагая, что синфазная и квадратурная компоненты имеют нормальные гауссовские распределения с одинаковой дисперсией (при этом полагаем их независимыми), то величина:

$$A = |\dot{U}| = \sqrt{I^2 + Q^2} \quad (9)$$

распределена по закону Райса, а при нулевых значениях математического ожидания – по закону Релея.

Отметим, что замирания, например, в коротковолновом канале связи часто описывают законом Релея [7]. Численно коэффициенты для характеристики такого канала можно получить аналогично (9), задав два независимых нормальных процесса с нулевым средним, единичной дисперсией и заданной функцией корреляции. Данный метод изложен в [12].

Соответствующие процессы, определяющие синфазную и квадратурную составляющие, обозначим как $\zeta_I(t)$ и $\zeta_Q(t)$. Таким образом, характеристика канала есть:

$$\dot{H}(t) = \zeta_I(t) + j\zeta_Q(t). \quad (10)$$

Тогда перейдя к векторной записи, аналогичной (6), запишем коэффициенты, характеризующие искажения в канале, в форме:

$$\dot{H} = \{\zeta_{I,n} + i\zeta_{Q,n}\}, n = 1 \dots N. \quad (11)$$

Таким образом, коэффициенты комплексной огибающей модулированного сигнала, принятого из канала с замираниями на фоне аддитивного шума, получим из следующего выражения:

$$\dot{U}_\delta = \text{diag}(\dot{H}) \cdot \dot{U} + \dot{V}. \quad (12)$$

В свою очередь элементы вектора (12) есть $\dot{U}_\delta = \{I_{\delta,n} + iQ_{\delta,n}\}, n = 1 \dots N$.

Построение плотности вероятности

Во введении были отмечены причины, затрудняющие, а при определенных условиях делающие невозможным применение таких популярных методов, как метод максимума правдоподобия и метод гистограмм. С учетом постановки задачи и цели данной работы, заключающейся в построении двумерной плотности распределения вероятностей коэффициентов комплексной огибающей модулированных сигналов, принятых из нестационарного канала с замираниями, что подразумевает использование выборки относительно небольшого объема, наиболее эффективным методом представляется метод Парзена или метод ядерных функций.

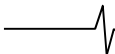
Описание данного метода можно найти в [10, 13]. Суть метода заключается в получении оценки плотности в форме

$$\hat{W}_h(x) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N K_h(x - x_n) = \frac{1}{Nh} \sum_{n=1}^N K\left(\frac{x - x_n}{h}\right), \quad (13)$$

где $K(x)$ – неотрицательная функция, называемая ядром, h – параметр сглаживания, а $K_h(x)$ – в свою очередь, называют взвешенным ядром.

Обобщим выражение (13) для получения оценки двумерной плотности вероятности коэффициентов комплексной огибающей модулированного сигнала. С учетом принятых обозначений выражение для плотности вероятности запишем следующим образом:

$$\hat{W}_h(I, Q) = \frac{1}{Nh^2} \sum_{n=1}^N K\left(\frac{I - I_{\delta,n}}{h}, \frac{Q - Q_{\delta,n}}{h}\right), \quad (14)$$



где для многомерного случая в качестве ядра часто берут ядро в виде гауссианы [14], положив нулевые математические ожидания и единичную дисперсию, т.е.

$$\frac{1}{h^2} K\left(\frac{I}{h}, \frac{Q}{h}\right) = \frac{1}{2\pi h^2} \exp\left(-\frac{I^2 + Q^2}{2h^2}\right). \quad (15)$$

Выбор параметра сглаживания h является нетривиальной задачей. Различные подходы для его оценки рассмотрены, например, в [10, 15]. При этом важным условием корректной оценки плотности является выполнение

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \hat{W}_h(I, Q) dIdQ = 1. \quad (16)$$

Пример 1

Рассмотрим передачу данных сигналами с BPSK модуляцией. Коэффициенты комплексной огибающей $\{i_n\} = \{I_n + iQ_n\}$, $n = 1 \dots N$ в этом случае могут принимать значения: $\{1 + i0\}$ либо $\{-1 + i0\}$. На рис. 1 приведены сигнальные созвездия для BPSK сигнала, принятого из канала с АБГШ, а также из канала

с замираниями по законам Релея и Райса.

Отношение сигнал/шум (ОСШ) при этом составляет 20 дБ. Соответствующие оценки двумерной плотности распределения вероятностей коэффициентов комплексной огибающей приведены на рис. 2.

Для наглядности на рис. 3 представлены соответствующие контуры плотностей распределения вероятностей коэффициентов комплексной огибающей.

Для получения данных оценок плотностей была использована выборка, состоящая из $N = 200$ символов.

Аналогичные результаты могут быть получены и для модуляции более высокой позиционности.

Пример 2

Рассмотрим случай сигналов с QPSK или QAM-4 модуляцией. Коэффициенты комплексной огибающей в

этом случае могут принимать значения: $\left\{\frac{\sqrt{2}}{2} + i\frac{\sqrt{2}}{2}\right\}$,

$\left\{\frac{\sqrt{2}}{2} - i\frac{\sqrt{2}}{2}\right\}$, $\left\{-\frac{\sqrt{2}}{2} + i\frac{\sqrt{2}}{2}\right\}$ либо $\left\{-\frac{\sqrt{2}}{2} - i\frac{\sqrt{2}}{2}\right\}$.

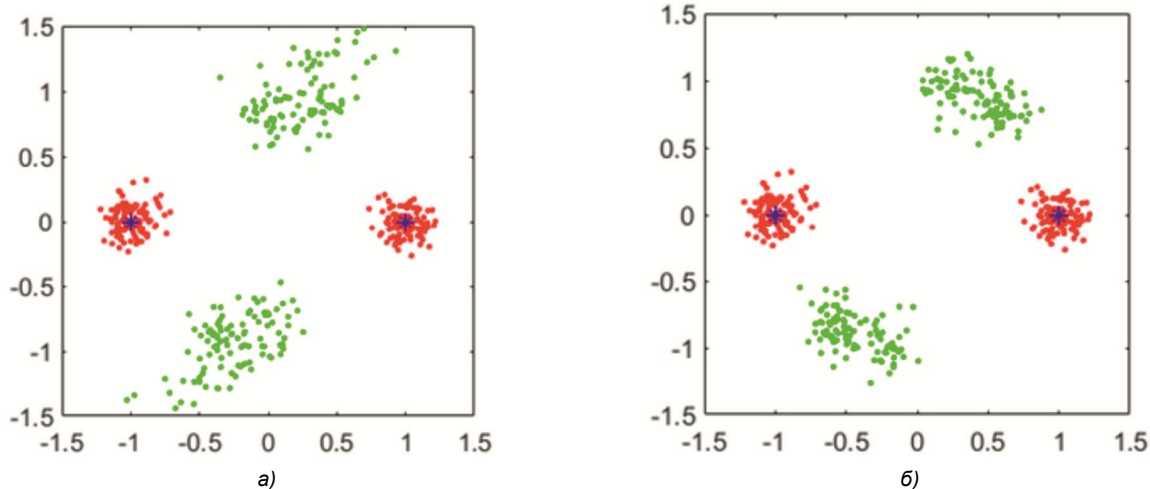


Рис. 1. Примеры сигнальных созвездий BPSK сигнала, принятого из канала АБГШ (красные точки), и из канала с замираниями (зеленые) по законам Релея (а) и Райса (б)

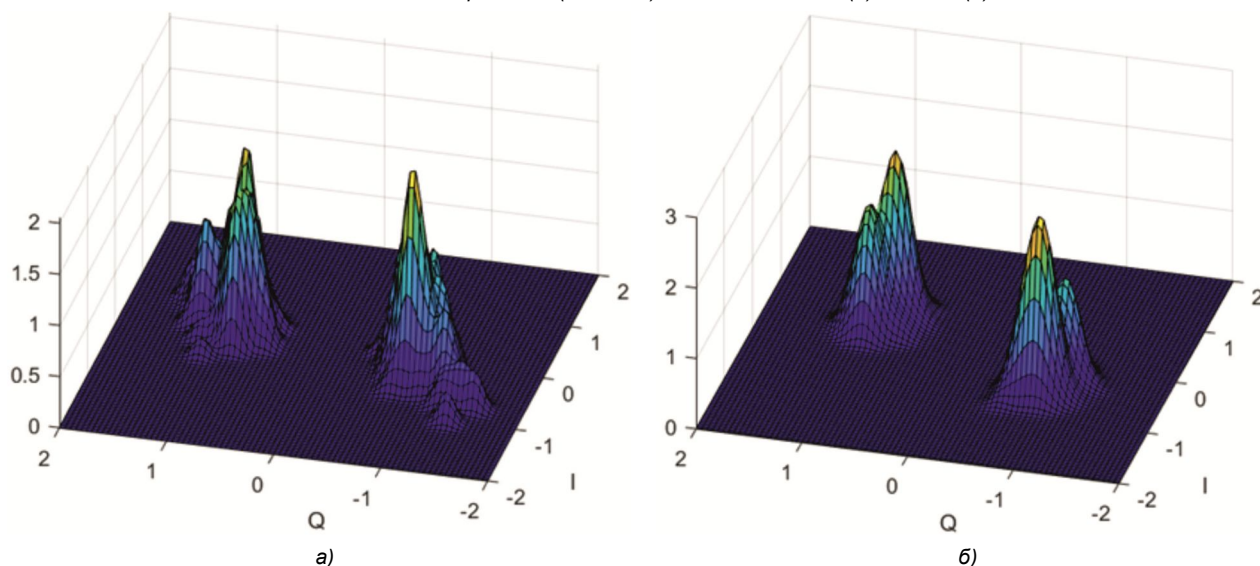


Рис. 2. Плотности распределения вероятностей коэффициентов комплексной огибающей BPSK сигнала, принятого из канала с замираниями по законам Релея (а) и Райса (б)

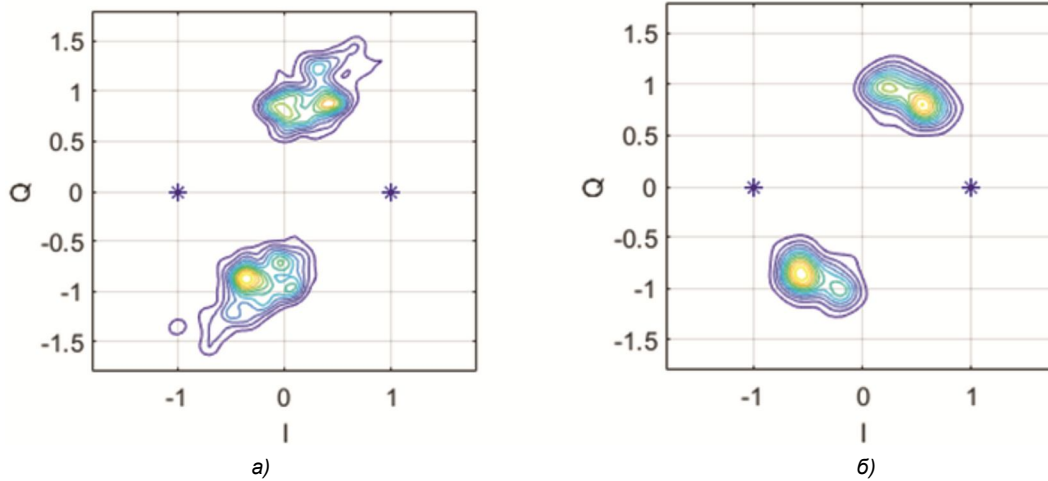


Рис. 3. Контуры плотностей распределения вероятностей коэффициентов комплексной огибающей BPSK сигнала, принятого из канала с замираниями по законам Релея (а) и Райса (б)

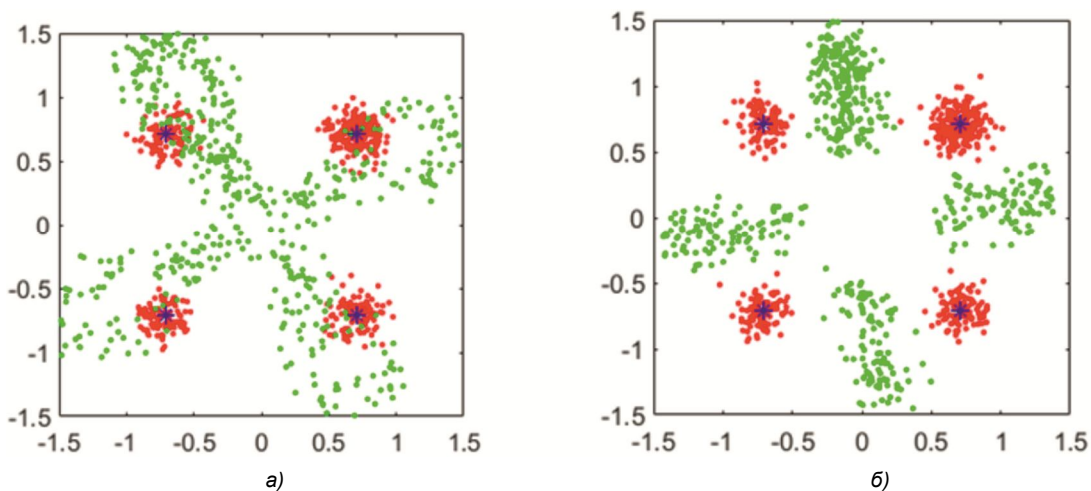


Рис. 4. Примеры сигнальных созвездий QPSK сигнала, принятого из канала АБГШ (красные точки), и из канала с замираниями (зеленые) по законам Релея (а) и Райса (б) при большом числе нулевых символов

Дополнительно предположим, что число нулевых символов составляет 40% от общего числа передаваемых символов. Вероятности (а точнее частоты) остальных символов в среднем составляют $\approx 20\%$. Подобная ситуация характерна для систем пакетной передачи данных. В случаях, когда длина пакета неизменна, а длительности некоторых из возможных формализованных сообщений меньше длины пакета, либо количество таких сообщений переменна в пределах длины каждого пакета, то оставшаяся часть передаваемого пакета заполняют нулями. Подобным образом поступают, например, в [16].

Примеры сигнальных созвездий в этом случае для QPSK сигнала, принятого из канала с АБГШ, а также характерный вид сигнальных созвездий для сигналов, принятых из канала с замираниями по законам Релея и Райса, показаны на рис. 4. Отметим, что рассматриваемый далее случай эквивалентен сигналам QAM-4.

Как и в прошлом примере, ОСШ составляет 20 дБ. Объем выборки для получения оценок плотностей здесь составляет $N = 500$ символов.

Далее на рис. 5 показаны оценки плотностей распределения вероятностей коэффициентов комплексной огибающей для сигналов с QPSK модуляцией, принятого из канала с АБГШ, а также из канала с замираниями по законам Релея и Райса, полученные методом Парзена.

Также для наглядности на рис. 6 представлены соответствующие контуры плотностей распределения вероятностей коэффициентов комплексной огибающей для сигналов QPSK, принятых из канала с замираниями.

Как видно из представленных результатов, использованный в работе метод позволяет получать оценки двумерных плотностей распределения вероятностей по относительно небольшой выборке. Полученные эмпирические плотности обладают гладкостью, независимы от частоты отдельных символов, а также позволяют сделать выводы о «глубине» и характере замираний в канале связи.

Заключение

В работе показано применение метода Парзена для оценки эмпирической плотности распределения вероятностей коэффициентов комплексной огибающей модулированных сигналов, принятых из канала с замираниями. Данный подход может быть использован при статистическом анализе принимаемых сигналов и получении оценок достоверности отдельно взятых символов, а также в задаче оценки ОСШ. Кроме того, подобный анализ может быть использован при статистическом анализе характеристик канала, в том числе для реализации псевдодетерминированных моделей каналов связи.

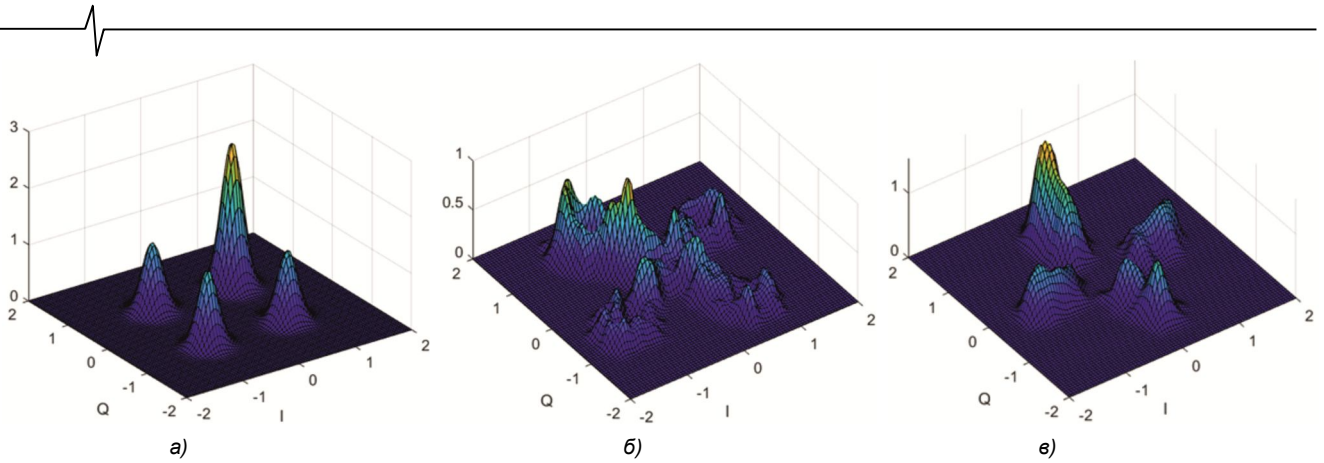


Рис. 5. Плотности распределения вероятностей коэффициентов комплексной огибающей для сигнала QPSK, принятого из канала с АБГШ (а) и из канала с замираниями по законам Релея (б) и Райса (в)

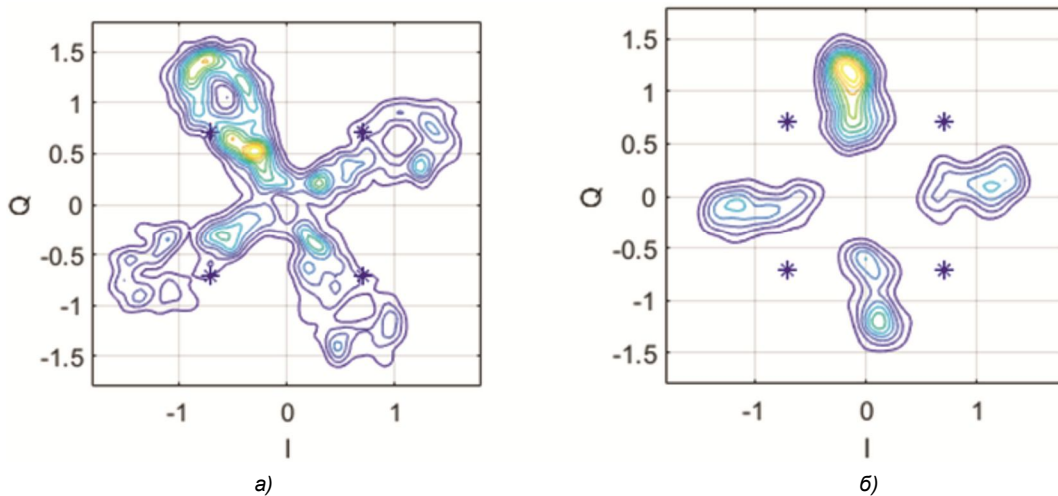


Рис. 6. Контуры плотностей распределения вероятностей коэффициентов комплексной огибающей BPSK сигнала, принятого из канала с замираниями по законам Релея (а) и Райса (б)

Литература

1. Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Коржик В.И., Назаров М.В. Теория электрической связи. М.: Радио и связь, 1999.
2. Смаль М.С. Бестестовые способы оценивания состояния коротковолнового радиоканала в адаптивных радиоприемниках. Дис. на соиск. канд. техн. наук. Государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, 2018.
3. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. М.: Радиотехника, 2005.
4. Xiong F. Digital Modulation Techniques, Second Edition. Boston: Artech House, Inc, 2006.
5. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Советское радио, 1966.
6. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Советское радио, 1969.
7. Калинин А.И., Черенкова С.Л. Распространение радиоволн и работа радиоприемников. М.: Связь, 1971.

8. Mardia K.V., Jupp P.E. Directional Statistics. John Wiley & Sons, Inc, 2000.
9. Jammalamadaka S.R., SenGupta A. Topics in Circular Statistics. Singapore: World Scientific Publishing Co., 2001.
10. Сирота А.А. Методы и алгоритмы анализа данных и их моделирование в MATLAB. СПб.: БХВ-Петербург, 2016.
11. Тарасенко Ф.П. Непараметрическая статистика. Томск.: Изд-во Томского университета, 1976.
12. Бакалов В.П. Цифровое моделирование случайных процессов. М.: САЙНС-ПРЕСС, 2002.
13. Parzen E. On Estimation of a Probability Density Function and Mode. Annals of Mathematical Statistics. 1962, vol. 33 (3), pp. 1065-1076.
14. Иглин С.П. Теория вероятностей и математическая статистика на базе MATLAB. Харьков: НТУ «ХПИ», 2006.
15. Silverman B.W. Density Estimation for Statistics and Data Analysis. London: Chapman & Hall/CRC, 1986.
16. ARINC Characteristic 635-2. HF Data Link Protocol. Dec. 22, 2003.

УДК 621.396.96

КЛАССИФИКАЦИЯ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ СИСТЕМЫ СО СЛУЧАЙНОЙ СКАЧКООБРАЗНОЙ СТРУКТУРОЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИНФОРМАЦИИ ОТ НЕЙРОСЕТЕВЫХ КЛАССИФИКАТОРОВ

Мариам Мохаммад Хасан, адъюнкт Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: mohammad-mariam@mail.ru
Рязанцев Л. Б., д.т.н., доцент, доцент Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: kernel386@mail.ru

CLASSIFICATION OF AIR TARGETS BASED ON A RANDOM JUMP STRUCTURE SYSTEM USING INFORMATION FROM NEURAL NETWORK CLASSIFIERS

Mariam M.H., Ryazantsev L.B.

The article is devoted to the study of the classification of small-sized air targets according to their trajectory features and radar portraits obtained by the method of inverse aperture synthesis. An approach based on combining information from Bayesian and neural network classifiers is considered. Complexing is proposed to be carried out using the provisions of the theory of systems with a random jump structure. The results of modeling are presented, including an assessment of the probabilistic and temporal characteristics of the proposed classifier.

Key words: classification of air targets, inverse synthesis, random jump structure system, neural network classifier.

Ключевые слова: классификация воздушных целей, инверсное синтезирование, система со случайной скачкообразной структурой, нейросетевой классификатор.

Актуальность

Невысокая стоимость, относительная простота использования и общедоступность малогабаритных беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) обусловили их широкое распространение как в гражданской сфере, так и при ведении боевых действий. Ни один из военных конфликтов последних лет не обходится без применения БПЛА, где они зачастую используются для решения не только разведывательных, но и ударных задач. Из-за недостаточного эффективного противодействия в настоящее время они представляют серьезную угрозу для потенциально опасных и критически важных объектов, объектов вооружения и техники. Их массированное применение способно оказать сильное негативное влияние на моральное состояние войск и мирного населения и даже изменить ход ведения боевых действий. Процесс контроля за применением БПЛА и противодействия им связан с необходимостью решения задач обнаружения, оценки их координат и параметров движения, с последующим принятием решения о принадлежности обнаруженной цели к определенному классу (распознаванием). Эффективным инструментом для решения этих задач являются средства радиолокации, способные получать информацию круглосуточно, не зависимо от условий освещенности и состояния атмосферы.

Распознавание малых БПЛА представляет собой непростую задачу из-за схожести радиолокационных характеристик таких целей и параметров их движения как между собой, так, например, и с птицами [1]. Результаты распознавания определяют приоритет формирования

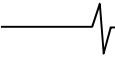
Статья посвящена исследованию вопросов классификации малоразмерных воздушных целей по их траекторным признакам и радиолокационным портретам, полученным методом инверсного синтезирования апертуры. Рассматривается подход, основанный на комплексировании информации байесовского и нейросетевого классификаторов. Комплексирование предложено осуществлять с использованием положений теории систем со случайной скачкообразной структурой. Представлены результаты моделирования, включающие оценку вероятностных и временных характеристик предложенного классификатора.

очереди заявок на противодействие с учетом степени опасности данного класса целей [2]. Так, например, к наиболее опасному типу целей можно отнести БПЛА самолетного типа, которые обладают большей дальностью и скоростью полета по сравнению с БПЛА мультиторторного типа. Наименее опасными целями являются птицы, которые должны исключаться из обработки для предотвращения перегрузки каналов средств радиолокации и противодействия.

Постановка задачи

Распознавание целей может осуществляться на основе следующих признаков: характер доплеровского портрета отраженного сигнала, обусловленного особенностями вращения винтов конкретного типа летательного аппарата или взмахами крыльев птиц [1]; радиолокационное изображение цели, сформированное методами инверсного синтезирования апертуры [4, 5, 6]; траекторные признаки полета цели [3] и др.

Наиболее распространенными методами распознавания, осуществляющими классификацию целей на основе рассмотренных признаков, являются вероятностные (байесовские) [7] и нейросетевые [8]. Первые традиционно применяются для обработки небольшого объема данных, вторые, напротив, совершив настоящую



революцию в области так называемого «глубокого обучения» хорошо подходят для обработки больших слабо структурируемых данных.

Байесовский классификатор в качестве основы использует наблюдаемые признаки и производит соотношение объектов к определенному классу на основе принципа максимума правдоподобия, заключающегося в оценке степени невязки статистических характеристик полученных выборок значений параметров с их априорными значениями. Преимуществом байесовского классификатора является простота практической применимости и невысокая вычислительная сложность, особенно при аппроксимации случайных величин нормальным законом распределения, позволяющей свести задачу интегрирования многомерных плотностей вероятности к линейным операциям с всего лишь двумя векторными параметрами – вектором математических ожиданий и ковариационной матрицей. Классификатор работает и в том случае, когда средние значения параметров для различных классов являются близкими, а основное отличие заключается в различных значениях их дисперсий. Однако для корректной работы классификатора необходимо наличие информативных данных для построения функций правдоподобия, что требует тщательного подбора обучающих выборок с предварительным исследованием всех факторов, которые могут повлиять на результат классификации.

Классификаторы на основе нейронных сетей обладают высоким быстродействием, однако добавление нового класса приводит к необходимости повторного выполнения процедуры полного обучения сети на всем имеющемся наборе. Такая процедура требует значительных вычислительных ресурсов и занимает большое количество времени (от нескольких часов до нескольких дней). Кроме того, решение существующих проблем математического характера, связанных с выбором рациональной архитектуры сети (количество нейронов, слоев, структура связей) и оптимального шага для нахождения глобального оптимума, до сих пор основано на личном опыте и интуиции разработчика. Также присущий нейронным сетям эффект переобучения, заключающийся в появлении устойчивых доминирующих связей между нейронами и слоями из-за чрезмерной фокусировки на обучающей выборке, ограничивает их способность к обобщению. Следует отметить, что нейросетевые классификаторы на сегодняшний день пока еще являются «черными ящиками» с трудно интерпретируемыми результатами работы.

В настоящее время также предложены методы нейробайесовской классификации, в которых весовые коэффициенты рассматриваются с позиций функций правдоподобия, что позволяет исключить излишнюю настройку параметров в ходе машинного обучения и справиться с эффектом переобучения [9]. Сочетание байесовских и нейросетевых методов считается весьма перспективным направлением, которому уделяется значительное внимание. Полученные результаты активно обсуждаются на тематических конференциях и форумах [10].

Подход, позволяющий объединить преимущества нейронного и байесовского методов, может быть осно-

ван на представлении объекта классификации как системы со случайной скачкообразной структурой (ССС) [3, 11, 12]. Оценка параметров таких систем осуществляется байесовскими методами, а нейронные классификаторы выступают в роли так называемых индикаторов, обеспечивающих формирование окончательного решения с учетом их вероятностных характеристик по соотношению объекта к заданному классу. Рассмотрим это более подробно.

Классификатор на основе системы со случайной скачкообразной структурой

С позиций теорий оптимального оценивания классификация динамического объекта может быть осуществлена на основе последовательной оценки в каждый k -й момент времени (т.е. через равные промежутки $T = t_k - t_{k-1}$) вектора его состояния \mathbf{x} по измеренному вектору наблюдаемых параметров \mathbf{z}_k . Рассмотрим задачу оценивания состояния $s_k \in \mathbb{S}$ объекта, которая заключается в определении принадлежности ее к конкретному классу из множества \mathbb{S} по данным измерений \mathbf{z}_k , полученных на конечном интервале наблюдений. Связь вектора состояния с вектором измерений для каждого s_k -го состояния (индекса структуры) описывается уравнениями

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{F}_k (\mathbf{x}_{k-1}, s_k) + \xi_{k-1}, \quad (1)$$

$$\mathbf{z}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + \eta_k, \quad (2)$$

где \mathbf{F}_k – матрица перехода, задаваемая в соответствии с моделью поведения объекта во времени; \mathbf{Q}_{k-1} – ковариационная матрица формирующего шума; $\xi_{k-1} \sim \mathcal{N}[\xi_{k-1} | 0, \mathbf{Q}_{k-1}]$ и $\eta_k \sim \mathcal{N}[\eta_k | 0, \mathbf{R}_k]$ – некоррелированные между собой отсчеты последовательностей формирующего шума и шума измерений с ковариационными матрицами \mathbf{Q}_{k-1} и \mathbf{R}_k соответственно; $\mathcal{N}[\alpha | \mathbf{m}, \mathbf{D}]$ – плотность вероятности n -мерной нормальной случайной величины α с вектором математических ожиданий \mathbf{m} и ковариационной матрицей \mathbf{D} , определяемая выражением

$$\mathcal{N}[\alpha | \mathbf{m}, \mathbf{D}] = (2\pi)^{-n/2} \det(\mathbf{D})^{-1/2} \exp\left\{-\frac{1}{2}(\alpha - \mathbf{m})^T \mathbf{D}^{-1}(\alpha - \mathbf{m})\right\}. \quad (3)$$

Алгоритм байесовской оценки вектора состояния заключается в рекурсивном вычислении на каждом k -м шаге по полученным измерениям \mathbf{z}_k апостериорной плотности вероятности вектора состояния $p(\mathbf{x}_k, s_k | \mathbf{z}_k)$ и состоит из двух последовательных этапов прогноза и коррекции, осуществляемых в соответствии с выражениями [11]:

$$p(\mathbf{x}_k, s_k | \mathbf{z}_k) = \int \lambda(r_k | s_k) p(\mathbf{x}_k | \mathbf{x}_{k-1}, s_k) \sum_{s_{k-1}} p(\mathbf{x}_{k-1}, s_{k-1} | \mathbf{z}_{k-1}) q(s_k | s_{k-1}) d\mathbf{x}_{k-1}, \quad (4)$$

$$p(\mathbf{x}_k, s_k | \mathbf{z}_k) = \frac{p(\mathbf{z}_k, s_k | \mathbf{x}_k) p(\mathbf{x}_k, s_k | \mathbf{z}_k)}{p(\mathbf{z}_k, s_k)}, \quad (5)$$

где $p(\mathbf{z}_k, s_k) = \int p(\mathbf{z}_k, s_k | \mathbf{x}_k) p(\mathbf{x}_k, s_k | \mathbf{z}_k) d\mathbf{x}_k$ и определяется из условия нормировки плотности вероятности $p(\mathbf{x}_k, s_k | \mathbf{z}_k)$; $q(s_k | s_{k-1})$ – условные вероятности переходов структуры объекта из состояния s_{k-1} в состояние s_k . Классификация объекта также осуществляется с учетом информации дополнительных индикаторов, характеризующихся вероятностными характеристиками $\lambda(r_k | s_k)$ соотношения объекта к классу r_k при его истинном классе s_k ; r_k – индекс структуры, определенный по показаниям индикатора.

Выражение (4) реализует этап прогноза в соответствии с вероятностной моделью эволюции вектора состояния $p(\mathbf{x}_k | \mathbf{x}_{k-1}, s_k)$ и апостериорной вероятностью $p(\mathbf{x}_{k-1}, s_{k-1} | \mathbf{z}_{k-1})$, полученной на предыдущем шаге по выражению (5). В свою очередь выражение (5) реализует этап коррекции в соответствии с рассчитанной функцией правдоподобия $p(\mathbf{z}_k, s_k | \mathbf{x}_k)$, определяемой вектором полученных измерений на текущем шаге. Вероятностная модель эволюции вектора состояния $p(\mathbf{x}_k | \mathbf{x}_{k-1}, s_k)$ определяется уравнением (1) с известными статистическими характеристиками формирующего шума ξ_{k-1} , а функция правдоподобия $p(\mathbf{z}_k, s_k | \mathbf{x}_k)$ – моделью измерения (2) с известными статистическими характеристиками шума измерения η_k , которые согласно уравнению Фокера-Планка-Колмогорова могут быть найдены по следующим выражениям [11]:

$$p(\mathbf{x}_k | \mathbf{x}_{k-1}, s_k) = (2\pi)^{-n_x} \iint e^{i\omega^T (\mathbf{F}_k(\mathbf{x}_{k-1}, s_k) - \mathbf{x}_k)} d\Phi(\xi_{k-1}) d\omega, \quad (6)$$

$$p(\mathbf{z}_k | \mathbf{x}_k) = (2\pi)^{-n_z} \iint e^{i\omega^T (\mathbf{H}_k \mathbf{x}_k - \mathbf{z}_k)} d\Phi(\eta_k) d\omega, \quad (7)$$

где i – мнимая единица; $\Phi(\xi_{k-1})$ и $\Phi(\eta_k)$ – функции вероятности случайных величин ξ_{k-1} и η_k соответственно; n_x и n_z – размерности векторов \mathbf{x} и \mathbf{z} соответственно; T – символ операции транспонирования матрицы.

В большинстве практических случаев реализация алгоритма, основанного на выражениях (1)-(7), является довольно сложной задачей, требующей решения функциональных интегральных уравнений. Применяя метод двухмоментной параметрической аппроксимации [11] можно существенно упростить алгоритм, ограничившись операциями над векторами математических ожиданий и ковариационными матрицами законов распределения случайных величин. В то же время существуют разнообразные алгоритмы по реализации данного подхода, характеризующиеся различной степенью приближения и вычислительными затратами. К числу наиболее известных можно отнести: автономный многомодельный алгоритм (Autonomous Multiple-Model (AMM) Algorithm), обобщенный псевдобайесовский алгоритм первого порядка (First-Order Generalized Pseudo-Bayesian (GPB1) Algorithm), обобщенный псевдобайесовский алгоритм

второго порядка (Second-Order Generalized Pseudo-Bayesian (GPB2) Algorithm) и многомодельный алгоритм с межмодельным взаимодействием (Interacting Multiple-Model (IMM) Algorithm) [3, 12]. Далее рассмотрим алгоритм IMM для решения задачи классификации объектов, как обладающий лучшими характеристиками по соотношению «точность – вычислительные затраты» [3].

Динамическое поведение объекта, описываемое уравнением состояния (1), представляется набором моделей $M = \{m_i, i = 1, 2, \dots, N\}$, каждая из которых характеризует динамику объекта в конкретном состоянии. Смена моделей является случайным марковским процессом с вероятностями переходов из одного состояния в другое $q^{(ji)} = q(s_k = j | s_{k-1} = i)$. Уравнения состояния и измерения для каждой i -й модели представляются в виде:

$$\mathbf{x}_k^{(i)} = \mathbf{F}_k^{(i)} \mathbf{x}_{k-1} + \xi_{k-1}^{(i)}, \quad (8)$$

$$\mathbf{z}_k^{(i)} = \mathbf{H}_k^{(i)} \mathbf{x}_k + \eta_k^{(i)}, \quad (9)$$

где $\mathbf{F}_k^{(i)}$ и $\mathbf{H}_k^{(i)}$ – матрицы перехода и измерения для каждой i -й модели соответственно.

В этом случае получение оценки вектора состояния $\hat{\mathbf{x}}_k$ и её ковариации $\hat{\mathbf{P}}_k$ осуществляется путем комбинации частных оценок параллельно работающих N дискретных калмановских фильтров, каждый из которых переинициализируется с учетом оценок других фильтров. Алгоритм фильтрации и классификации описывается следующими уравнениями, условно сгруппированных по этапам [3, 14]. Диактрическими знаками « \leftarrow », « \sim » и « \wedge » обозначены оценки, получаемые на этапах переинициализации, прогноза и коррекции соответственно.

Этап 1. Переинициализация фильтров:

$$\bar{\mathbf{x}}_{k-1}^{(i)} = \sum_{j=1}^N \hat{\mathbf{x}}_{k-1}^{(j)} \hat{W}_{k-1}^{(ji)}, \quad \bar{\mathbf{P}}_{k-1}^{(i)} = \sum_{j=1}^N \hat{\mathbf{W}}_{k-1}^{(ji)} \left[\hat{\mathbf{P}}_{k-1}^{(j)} + (\bar{\mathbf{x}}_{k-1}^{(i)} - \bar{\mathbf{x}}_{k-1}^{(j)}) (\bar{\mathbf{x}}_{k-1}^{(i)} - \bar{\mathbf{x}}_{k-1}^{(j)})^T \right], \quad (10)$$

$$\tilde{\mathbf{W}}_k^{(i)} = \sum_{j=1}^N \lambda(r_k | s_k) q^{(ji)} \hat{\mathbf{W}}_{k-1}^{(j)}, \quad \hat{\mathbf{W}}_{k-1}^{(ji)} = \frac{\lambda(r_k | s_k) q^{(ji)} \hat{\mathbf{W}}_k^{(i)}}{\tilde{\mathbf{W}}_k^{(i)}}. \quad (11)$$

Этап 2. Вычисление оценок фильтров и их ковариаций:

$$\tilde{\mathbf{x}}_{k-1}^{(i)} = \mathbf{F}_{k-1}^{(i)} \bar{\mathbf{x}}_{k-1}^{(i)}, \quad \tilde{\mathbf{P}}_k^{(i)} = \mathbf{F}_{k-1}^{(i)} \bar{\mathbf{P}}_{k-1}^{(i)} (\mathbf{F}_{k-1}^{(i)})^T + \mathbf{Q}_k^{(i)}, \quad (12)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_k^{(i)} = \tilde{\mathbf{x}}_k^{(i)} + \mathbf{K}_k^{(i)} \mathbf{v}_k^{(i)}, \quad \hat{\mathbf{P}}_k^{(i)} = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k^{(i)} \mathbf{H}_k^{(i)}) \tilde{\mathbf{P}}_k^{(i)}, \quad (13)$$

где $\mathbf{K}_k^{(i)} = \tilde{\mathbf{P}}_k^{(i)} (\mathbf{H}_k^{(i)})^T (\mathbf{V}_k^{(i)})^{-1}$; $\mathbf{V}_k^{(i)} = \mathbf{H}_k^{(i)} \tilde{\mathbf{P}}_k^{(i)} (\mathbf{H}_k^{(i)})^T + \mathbf{R}_k^{(i)}$; $\mathbf{v}_k^{(i)} = \mathbf{z}_k - \mathbf{H}_k^{(i)} \tilde{\mathbf{x}}_k^{(i)}$; \mathbf{I} – единичная матрица.

Этап 3. Объединение оценок отдельных фильтров в итоговую оценку и нахождение ее ковариации:

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \sum_{i=1}^N \hat{\mathbf{W}}_k^{(i)} \hat{\mathbf{x}}_k^{(i)}, \quad (14)$$

$$\hat{\mathbf{P}}_k = \sum_{i=1}^N \hat{\mathbf{W}}_k^{(i)} \left[\hat{\mathbf{P}}_k^{(i)} (\hat{\mathbf{x}}_k - \hat{\mathbf{x}}_k^{(i)}) (\hat{\mathbf{x}}_k - \hat{\mathbf{x}}_k^{(i)})^T \right].$$

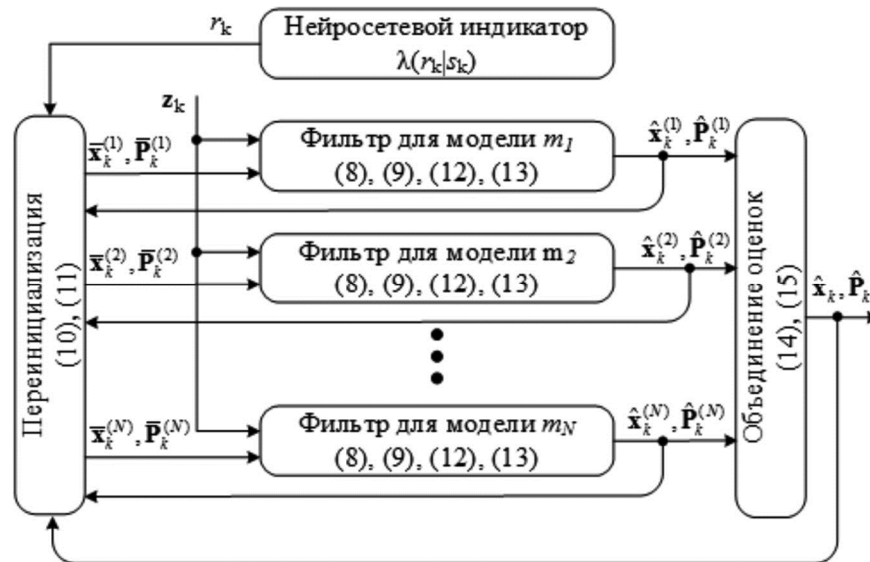


Рис. 1. Структурная схема алгоритма классификации на основе системы со случайной скачкообразной структурой

$$\hat{W}_k^{(i)} = \frac{\mathcal{N}[\mathbf{v}_k^{(i)} | 0, \mathbf{V}_k^{(i)}] \tilde{W}_k^{(i)}}{\sum_{j=1}^N \mathcal{N}[\mathbf{v}_k^{(j)} | 0, \mathbf{V}_k^{(j)}] \tilde{W}_k^{(j)}}, \quad (15)$$

где значение функций правдоподобия $\mathcal{N}[\mathbf{v}_k^{(i)} | 0, \mathbf{V}_k^{(i)}]$ вычисляются по выражению (3).

Величина $\hat{W}_k^{(i)}$ представляет собой вероятность нахождения объекта в k -й момент времени в состоянии $s_k = j$, то есть его принадлежность к j -му классу.

Структурная схема алгоритма классификации воздушных целей на основе системы со ССС, учитывающего информацию от внешних индикаторов и реализующего операции (8)-(15), представлена на рис. 1.

Нейросетевой индикатор осуществляет классификацию целей по их радиолокационному изображению (РЛИ), сформированному методами инверсного синтеза апертуры или по характеру доплеровского портрета отраженного сигнала, обусловленного особенностями вращения винтов конкретного типа летательного аппарата или взмахами крыльев птиц [16].

Динамические модели поведения объекта в системе со ССС

Каждый класс объектов характеризуется траекторными особенностями их полета. Так, например, беспилотные летательные аппараты самолетного типа из-за использования автопилота, характеризуются в значительной степени прямолинейным полетом с постоянной скоростью. Мультикоптеры из-за своей специфики применения, в основном управляются вручную с использованием системы стабилизации, что обуславливает значительное изменение скорости и траектории во время полета даже на достаточно непродолжительных временных промежутках. В проведенном исследовании [15] динамики полета птиц, выполненном с использованием радиолокационных измерений, представлены статистические характеристики динамики их траекторных характеристик для более чем 130 различных видов. Это позволяет обеспечить выбор соответствующих моделей

для решения задачи классификации объектов по траекторным признакам на основе систем со ССС.

Рассмотрим модели прямолинейного движения с постоянной скоростью и постоянным ускорением [13]. Первая из них может применяться для описания траектории полета БПЛА самолетного типа, вторая – для описания траектории полета БПЛА мультикоптерного типа и птиц. Компонентами вектора состояния при этом будут являться координаты объекта в прямоугольной системе координат и их первые и вторые производные, т.е.

$\mathbf{x} = [x, \dot{x}, \ddot{x}, y, \dot{y}, \ddot{y}]^T$. Отличия моделей траектории полета БПЛА мультикоптерного типа и птиц заключаются в различных значениях спектральной плотности формирующего шума, которые задаются исходя из анализа статистических характеристик их полета. Для повышения достоверности их классификации при схожем характере полета необходимо также учитывать информацию нейросетевого классификатора, работа которого в этом случае может быть основана, например, на анализе доплеровского портрета отраженных сигналов.

Модель движения цели с постоянной скоростью представляет собой уравнение (8), в котором матрица перехода и ковариационная матрица формирующего шума имеют вид

$$\mathbf{F} = \text{diag}[\mathbf{F}_{cv}, 0, \mathbf{F}_{cv}, 0], \quad \mathbf{F}_{cv} = \begin{bmatrix} 1 & T \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (16)$$

$$\mathbf{Q} = q_\xi \text{diag}[\mathbf{Q}_{cv}, 0, \mathbf{Q}_{cv}, 0], \quad \mathbf{Q}_{cv} = \begin{bmatrix} T^4/3 & T^2/2 \\ T^2/2 & T^2 \end{bmatrix}, \quad (17)$$

где $\text{diag}[a_1, a_2, \dots]$ – оператор формирования диагональной матрицы с диагональными элементами a_1, a_2, \dots ; q_ξ – спектральная плотность формирующего шума.

Модель движения цели с постоянным ускорением также основана на уравнении (8), в котором ускорение цели представляется как винеровский процесс с независимыми приращениями. Матрица перехода и ковариационная матрица формирующего шума задаются как

$$\mathbf{F} = \text{diag}[\mathbf{F}_{ca}, \mathbf{F}_{ca}], \mathbf{F}_{ca} = \begin{bmatrix} 1 & T & T^2/2 \\ 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (18)$$

$$\mathbf{Q} = q_\xi \text{diag}[\mathbf{Q}_{ca}, \mathbf{Q}_{ca}], \mathbf{Q}_{ca} = \begin{bmatrix} T^5/20 & T^4/8 & T^3/6 \\ T^4/8 & T^3/3 & T^2/2 \\ T^3/6 & T^2/2 & T \end{bmatrix}. \quad (19)$$

Моделирование работы алгоритма

Проверка функционирования предложенного подхода осуществлена путем имитационного моделирования в программном пакете Matlab. Радиолокатор осуществляет получение оценок координат цели с периодом $T = 0,2$ с. Структура системы со ССС представляет собой два фильтра, первый основан на модели движения цели с постоянной скоростью, второй – на модели движения цели с постоянным ускорением. Спектральная плотность формирующего шума q_ξ для первого фильтра принята равной 0,01, для второго – 1,0. Элементы матрицы вероятностей переходов заданы значениями $q^{(11)} = q^{(22)} = 0,98$, $q^{(12)} = q^{(21)} = 0,02$. Матрица измерения задана в виде $\mathbf{H} = [1, 0, 0; 1, 0, 0]$, а элементы ковариационной матрицы шума измерения \mathbf{R} приняты равными 0,1.

Нейросетевой индикатор представляет собой нейронную сеть глубокого обучения, основанную на архитектуре SqueezeNet и реализованную с использованием расширения Neural Networks Toolbox программного пакета Matlab. В качестве обучающей выборки использовались РЛИ летательных аппаратов – мультикоптера DJI Matrice S900, БПЛА «Орлан-10» и «Bayraktar TB2», а также крылатой ракеты Tomahawk BGM-109, представленные на рис. 2. РЛИ сформированы в среде электродинамического моделирования CST Microwave Studio с использованием реализованного в ней метода инверсного синтезирования апертуры.

Обучающая выборка представляла собой набор из

700 РЛИ для каждого летательного аппарата, полученных с различных ракурсов наблюдения. Изображения сформированы для горизонтальной поляризации электромагнитной волны при моностатическом методе радиолокации и средней длине волны зондирующего сигнала – 5,5 см. Ширина спектра зондирующего сигнала – 1 ГГц, что обеспечивает разрешение по горизонтальной дальности (координате x) около 15 см. Ширина сектора угла наблюдения при инверсном синтезировании апертуры принята равной 10 градусам, что также обеспечивает получение разрешения по поперечной дальности (координате y) около 15 см. Нейросетевой индикатор осуществлял соотнесение объекта по его РЛИ к двум классом: БПЛА самолетного типа ($r_k = 1$) и мультикоптерного типа ($r_k = 2$). Вероятностные характеристики нейросетевого индикатора, определенные на основе тестовой выборки, представлены в табл. 1.

Таблица 1. Вероятностные характеристики нейросетевого индикатора

$\lambda(r_k s_k)$	$s_k = 1$	$s_k = 2$
$r_k = 1$	0,78	0,22
$r_k = 2$	0,36	0,64

Траектория полета цели моделировалась на основе выражений (8), (9), (16)-(19) и представляла собой набор участков маршрута, на которых цель имитировала полет различных типов летательных аппаратов – БПЛА самолетного типа (участок 1 и 3 на рис. 3) и мультикоптерного типа (участок 2 и 4 на рис. 3). Продолжительность полета на каждом участке – 10 с. Для первого и третьего участков характерен прямолинейный полет с постоянной скоростью, для второго и четвертого – с эволюциями как по скорости, так и по направлению. Элементы вектора состояния $\mathbf{x} = [x_0, \dot{x}_0, \ddot{x}_0, y_0, \dot{y}_0, \ddot{y}_0]^T$, характеризующие его начальное состояние, приняты равными: $x_0 = 1$ м, $y_0 = 4$ м, $\dot{x}_0 = 20$ м/с, $\dot{y}_0 = -10$ м/с, $\ddot{x}_0 = 3$ м/с², $\ddot{y}_0 = 5$ м/с².

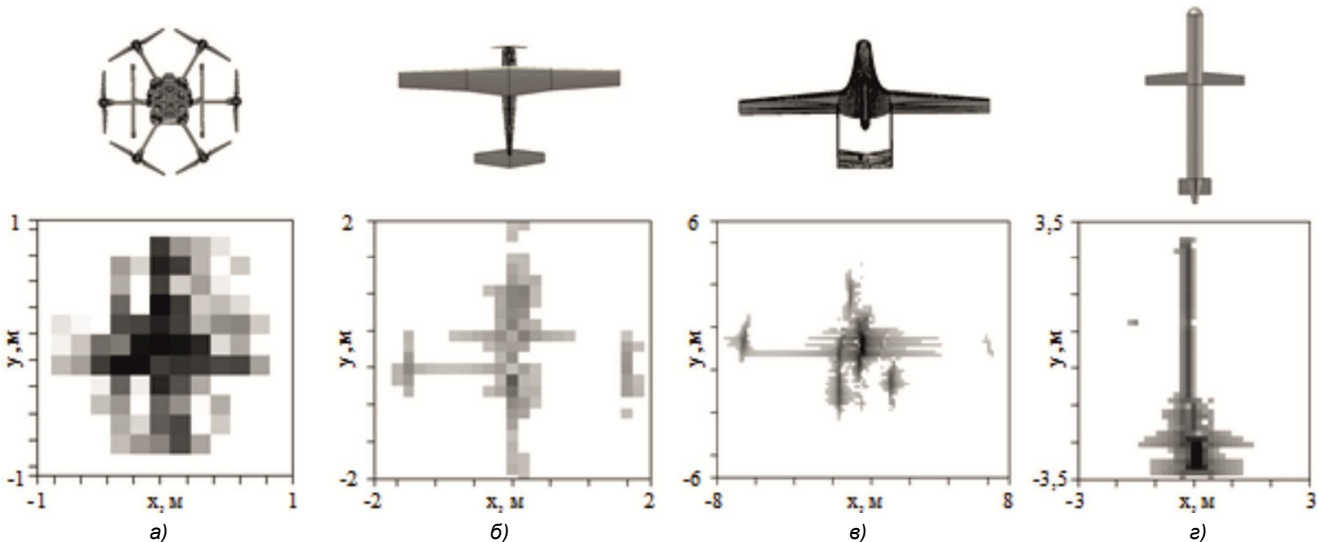


Рис. 2. Вид летательных аппаратов и их радиолокационные изображения, сформированные методом обратного синтезирования апертуры в среде CST Microwave Studio: DJI Matrice S900 (а), «Орлан-10» (б), «Bayraktar TB2» (в), Tomahawk BGM-109 (г)

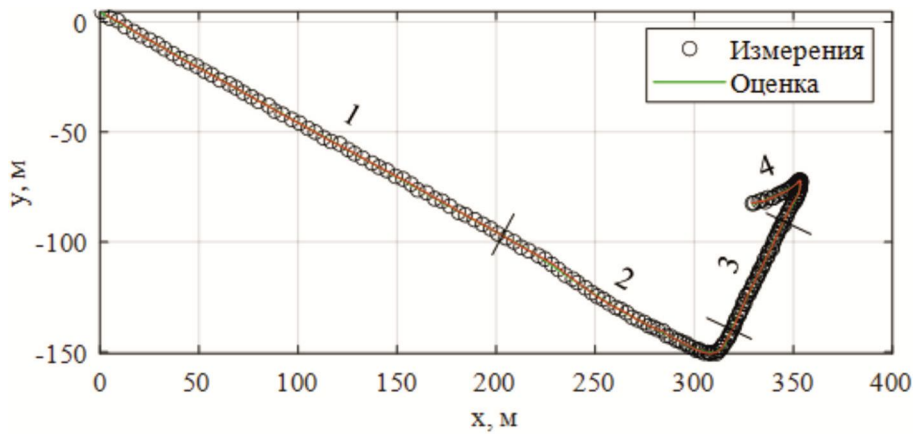


Рис. 3. Траектория полета цели и ее оценки, полученные системой со ССС

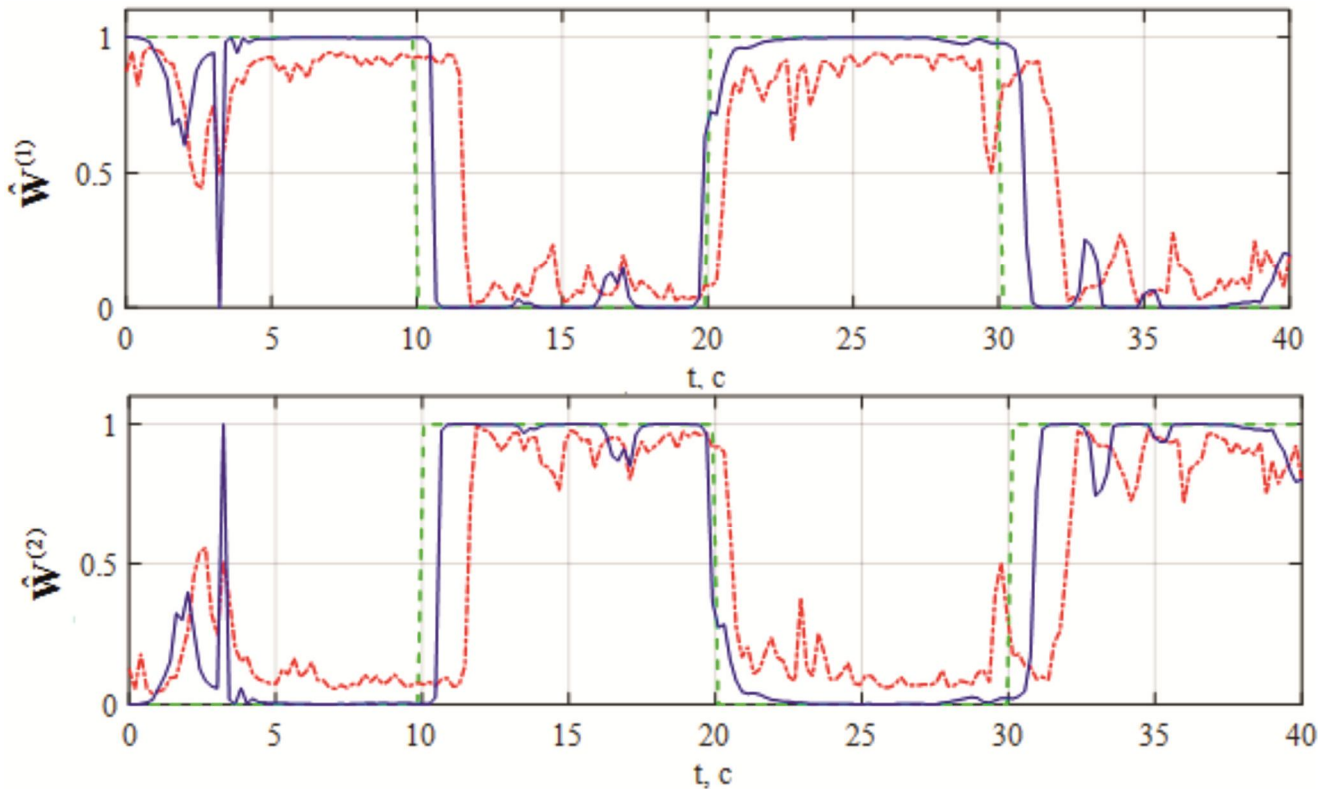


Рис. 4. Вероятности соотношения объекта к классу БПЛА самолетного (вверху) и мультироторного (внизу) типа без учета показаний индикатора (—), с учетом показаний индикатора (—) при истинном значении (---)

На рис. 4 представлены временные зависимости вероятности соотношения цели к классу БПЛА самолетного или мультироторного типа, а также истинные значения классов. Анализ показывает, что подход, основанный на применении системы со ССС обеспечивает возможность классификации по статистическим характеристикам траектории полета цели. Средняя вероятность классификации составила около 0,7...0,8 при запаздывании выдачи результата распознавания около 1,5...2 с. Дополнительное использование показаний нейросетевого классификатора обеспечивает повышение вероятности классификации до значений 0,95...0,98 при уменьшении времени запаздывания результата классификации до 0,5...1 с.

Заключение

Таким образом, разработанный подход, основанный на объединении многомодельного байесовского и

нейросетевого подходов с использованием положений систем со случайной скачкообразной структурой, обеспечивает уверенную классификацию воздушных целей по траекторным признакам и их радиолокационным изображениям. Использование информации нейросетевых классификаторов обеспечивает повышение вероятности распознавания в 1,2...1,4 раза при уменьшении времени запаздывания результата классификации в 2...3 раза. Использование предложенного классификатора в средствах радиолокации позволит повысить эффективность выбора приоритета на противодействие с учетом степени опасности целей и исключить из обработки второстепенные цели для предотвращения перегрузки каналов средств радиолокации и противодействия.

Литература

1. Воробьев Е.Н. Исследование сигнальных признаков распознавания малых БПЛА в полуактивной РЛС.

Вестник Новгородского государственного университета, 2019. № 4 (116). С. 72-77.

2. Мариам М., Похвощев В.Н., Рязанцев Л.Б. К вопросу повышения эффективности противодействия малоразмерным беспилотным летательным аппаратам. Военная мысль, 2022, № 6, С. 45-52.

3. Рязанцев Л.Б. Многомодельное байесовское оценивание вектора состояния маневренной воздушной цели в дискретном времени. Вестник ТГТУ, 2009. № 4. С. 729-739.

4. Zekun Jiao, Chibiao Ding, Longyong Chen, Fubo Zhang. Three-Dimensional Imaging Method for Array ISAR Based on Sparse Bayesian Inference. Sensors, 2018. DOI:10.3390/s18103563.

5. Qian Lv, Tao Su, Jibin Zheng, Jiancheng Zhang. Three-dimensional interferometric inverse synthetic aperture radar imaging of maneuvering target based on the joint cross modified Wigner-Ville distribution. Journal of Applied Remote Sensing, 2016. DOI:10.1117/1.JRS.10.015007.

6. Lazarov A., Minchev C. ISAR Image Recognition Algorithm and Neural Network Implementation. Cybernetics and Information Technologies, 2017, pp. 183-199.

7. Barber D. Bayesian Reasoning and Machine Learning. Cambridge University Press, 2010. 590 p.

8. Kevin P. Murphy. Machine Learning: A Probabilistic Perspective. Massachusetts Institute of Technology, 2012. 1067 p.

9. Hao Wang, Dit-Yan Yeung. Towards Bayesian Deep

Learning: A Framework and Some Existing Methods. IEEE Transactions on Knowledge and Data Engineering, 2016, vol. 28, no. 12, pp. 3395-3408.

10. Bayesian Deep Learning [Электронный ресурс]. <http://bayesiandeeplearning.org> (дата обращения: 29.01.2021).

11. Бухалев В.А. Распознавание, оценивание и управление в системах со случайной скачкообразной структурой. М.: Физматлит. 1996. 288 с.

12. Bar-Shalom Y., Li X.R., Kirubarajan T. Estimation with Applications to Tracking and Navigation: Theory, Algorithms and Software. John Wiley & Sons, 2001. 580 p.

13. Li X.R., Jilkov V.P. Survey of Maneuvering Target Tracking. Part I: Dynamic Models. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2003, vol. 39(4), pp. 1333-1364.

14. Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Вероятностные характеристики индикатора маневра воздушной цели на основе фазоразностной оценки ускорения сближения. Успехи современной радиоэлектроники, 2010. № 11. С. 10-14.

15. Bruderer B., Boldt A. Flight characteristics of birds: I. Radar measurements of speeds. Ibis, 2001, no. 143(2), pp. 178-204.

16. Купряшкин И.Ф., Соколик Н.В. Моделирование дальностно-доплеровских портретов мультикоптеров, формируемых РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал], 2021. № 3.

НОВЫЕ КНИГИ

Воскресенский Д.И., Добычина Е.М.

Цифровые антенные решетки: Монография. М.: Изд-во Радиотехника, 2020 г. 240 с.: ил.

Рассмотрен новый класс антенных систем – цифровых антенных решеток бортовых радиолокационных комплексов, позволяющих повысить энергетический потенциал за счет использования новых методов оптимизации режима работы высокоэффективных активных устройств и обеспечения высокой точности формирования амплитудно-фазового распределения с помощью предложенной системы автоматической калибровки. Представлены результаты экспериментальных исследований возможностей цифрового диаграммообразования и точностных характеристик калибровки макета цифровой решетки.

Для научных работников и инженеров, занимающихся исследованиями в области разработки, создания и применения цифровых решеток в современных радиоэлектронных системах. Может быть рекомендована в качестве учебного пособия студентам радиотехнических специальностей, а также аспирантам и магистрантам по направлениям «Радиотехника», «Радиофизика и электроника».

Уважаемые коллеги!

В связи с ликвидацией АО «Роспечать» подписка на журнал «Цифровая обработка сигналов» открыта в офисе РНТОРЭС им. А.С. Попова. Заявки можно подать в любое время Карпушкиной Галине Ивановне по нашему электронному адресу: vznos-rntores@mail.ru на **2022** год. Стоимость одного номера **800 руб.** Годовой выпуск – **4 номера**. Подписка оформляется по Договору или выставлением счёта на оплату для юридических и физических лиц. Готовые тиражи журнала будут доставлены в наш офис. Их можно будет получить по адресу: ул. Авиамоторная, д. 8 «Научный центр» МТУСИ или по почте на адрес, указанный при подписке, при предварительной оплате почтовых услуг на наш расчётный счёт (200,0 руб.)



СИНТЕЗ ДЕЙСТВИТЕЛЬНЫХ ДИСКРЕТНЫХ ПОЛОСОВЫХ И РЕЖЕКТОРНЫХ ФИЛЬТРОВ МЕТОДОМ БИЛИНЕЙНОГО Z – ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Зиаудинов С.И., д.т.н., профессор кафедры информационно-сетевых технологий Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, e-mail: ziat.53@mail.ru

SYNTHESIS OF REAL DISCRETE BANDPASS AND NOTCH FILTERS BY BILINEAR Z – TRANSFORM

Ziatdinov S.I.

The problem of constructing real discrete bandpass and notch filters based on given continuous filters-analogs of low and high frequencies using a bilinear z-transform is considered. The aim of this work is to create a method for synthesizing real tunable bandpass and notch filters with the same shape and width of the amplitude-frequency characteristics, regardless of the filter tuning frequency. By summing the transfer functions for the regions of positive and negative frequencies and multiplying the transfer functions data, the final transfer functions for real discrete bandpass and notch filters are obtained. Expressions for frequency transfer functions of synthesized real discrete bandpass and notch filters are given. Their amplitude-frequency characteristics are calculated. It is shown that the shape and width of the amplitude-frequency characteristics of synthesized filters remain constant when the filter tuning frequency changes. The developed method of synthesis of tunable discrete bandpass and notch filters with constant shape and width of the amplitude-frequency response will be very useful in the construction of adaptive systems and signal processing devices, such as systems for detecting and filtering signals with unknown frequency, Doppler speed meters in conditions of changing Doppler frequency, systems for selecting moving targets in the presence of reflections from the earth's surface and moving hydrometeors.

Key words: discrete-time filters, frequency response, z-transform, the weighting coefficients.

Ключевые слова: дискретные фильтры, частотные характеристики, z-преобразование, весовые коэффициенты.

Введение

При разработке разнообразных радиоэлектронных систем и устройств обнаружения и оценки параметров сигналов, систем селекции движущихся целей, систем автоматического сопровождения объектов по дальности, угловым координатам и скорости широко используются линейные системы в виде фильтров нижних и верхних частот, полосовых и режекторных фильтров [1-6].

В общем виде линейные системы (фильтры) исчерпывающе описываются их передаточными функциями. В то же время в зависимости от тактических задач линейные системы могут быть заданы однозначно взаимосвязанными импульсными и переходными характеристиками, дифференциальными, интегральными и разностными уравнениями. В зависимости от того, чем определена конкретная линейная система, существуют разнообразные методы синтеза, которые достаточно широко и подробно изложены в отечественной и иностранной литературе.

При построении дискретных фильтров задача синтеза сводится к нахождению весовых коэффициентов разностного уравнения, определяющего алгоритм работы конкретного фильтра. Так в [7-9] представлена методика вычисления весовых коэффициентов нерекурсивного и рекурсивного дискретного фильтра по его отсчетам импульсной характеристики. В [10] изложена методика синтеза дискретного фильтра по отсчетам пере-

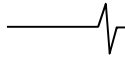
Рассмотрен вопрос построения действительных дискретных полосовых и режекторных фильтров на основе заданных непрерывных фильтров-аналогов нижних и верхних частот с использованием билинейного z-преобразования. Целью работы является создание методики синтеза действительных перестраиваемых полосовых и режекторных фильтров с неизменными формой и шириной амплитудно-частотных характеристик независимо от частоты настройки фильтров.

Приведены выражения для частотных передаточных функций синтезированных действительных дискретных полосовых и режекторных фильтров. Произведен расчет их амплитудно-частотных характеристик. Показано, что форма и ширина амплитудно-частотных характеристик синтезированных фильтров остается постоянной при изменении частоты настройки фильтров.

Разработанная методика синтеза перестраиваемых дискретных полосовых и режекторных фильтров с постоянными формой и шириной амплитудно-частотной характеристики будет весьма полезна при построении адаптивных систем и устройств обработки сигналов, таких как системы обнаружения и фильтрации сигналов с неизвестной частотой, доплеровских измерителей скорости в условиях меняющейся частоты Доплера, систем селекции движущихся целей при наличии отражений от земной поверхности и перемещающихся гидрометеоров.

ходной характеристики. В [11] показан синтез дискретного фильтра на основе использования дифференциального и интегрального уравнений, определяющих работу фильтра.

Наиболее часто синтез дискретных фильтров осуществляется по заданной передаточной функции непрерывного фильтра-аналога с использованием билинейного z-преобразования [12-15]. Метод билинейного z-преобразования наиболее эффективен при разработ-



ке фильтров нижних и верхних частот. Однако возникают значительные трудности при синтезе полосовых и режекторных фильтров.

Постановка задачи

Полосовые и режекторные фильтры, как правило, являются узкополосными и характеризуются полосой пропускания (режекции) и частотой настройки. Изменение формы и полосы пропускания (режекции) амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) в процессе перестройки фильтров может привести к ухудшению отношения сигнал/шум в системах обнаружения сигналов, росту динамических и флюктуационных ошибок в доплеровских системах измерения скорости, уменьшению коэффициента подавления пассивных помех в системах селекции движущихся целей. Представляет интерес разработка методики синтеза полосовых и режекторных перестраиваемых дискретных фильтров на базе заданных непрерывных фильтров-аналогов с неизменными формой и шириной полосы пропускания или режекции. Решение данной задачи составляет основное содержание статьи.

Частотные передаточные функции непрерывных фильтров

В общем виде частотные передаточные функции фильтров n -го порядка описываются отношением степенных полиномов [12-15]

$$W(j\omega) = \frac{a_m(j\omega)^m + a_{m-1}(j\omega)^{m-1} + \dots + a_1j\omega + a_0}{b_n(j\omega)^n + b_{n-1}(j\omega)^{n-1} + \dots + b_1j\omega + b_0}, \quad m \leq n. \quad (1)$$

В выражении (1) a_i, b_i – весовые коэффициенты, определяющие конкретный вид амплитудно- и фазочастотных характеристик фильтров. Нахождение весовых коэффициентов разностных уравнений дискретных фильтров по частотным характеристикам непрерывных фильтров – аналогов осуществляется на основе билинейного z – преобразования вида [9, 11-14]

$$j\omega = \frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}},$$

где T – период следования отсчетов входных сигналов, $z = e^{j\omega T}$.

Ранее отмечалось, что полосовые и режекторные фильтры, как правило, являются узкополосными и имеют конкретную частоту настройки. Частотные передаточные функции разнообразных действительных фильтров являются двухсторонними относительно нуля частот. Поэтому для действительных непрерывных полосовых и режекторных фильтров n -го порядка с неизменной формой и шириной полосы пропускания или режекции АЧХ предлагается использовать следующую математическую частотную передаточную функцию

$$W(j\omega) = \frac{a_m[j(\omega \pm \omega_0)]^m + a_{m-1}[j(\omega \pm \omega_0)]^{m-1} + \dots + a_1j(\omega \pm \omega_0) + a_0}{b_n[j(\omega \pm \omega_0)]^n + b_{n-1}[j(\omega \pm \omega_0)]^{n-1} + \dots + b_1j(\omega \pm \omega_0) + b_0}, \quad m \leq n. \quad (2)$$

где ω_0 – частота настройки фильтра.

Частотная передаточная функция (2) является обобщающей и подходит для описания любых непре-

рывных фильтров. Если в соотношении (2) положить частоту настройки равной нулю ($\omega_0 = 0$), то получим частотную передаточную функцию действительных фильтров нижних или верхних частот.

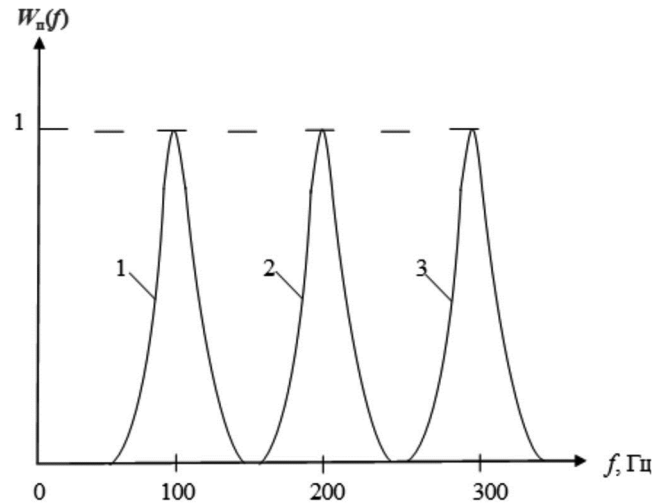


Рис. 1. Амплитудно-частотные характеристики полосовых фильтров:

1 – $f = 100$ Гц; 2 – $f = 200$ Гц; 3 – $f = 300$ Гц

Выражение (2) показывает, что математическая частотная передаточная функция действительных непрерывных фильтров симметрична относительно нуля частот, то есть расположена как в области положительных, так и отрицательных частот.

Синтез дискретных полосовых фильтров

В связи с тем, что полосовой фильтр имеет в полосе пропускания коэффициент передачи, близкий к единице, а за ее пределами – близкий к нулю, на основании (2) частотную передаточную функцию полосового фильтра представим в виде следующей суммы

$$W_n(j\omega) = W_1(j\omega) + W_2(j\omega), \quad (3)$$

где

$$W_1(j\omega) = \frac{a_m[j(\omega + \omega_0)]^m + a_{m-1}[j(\omega + \omega_0)]^{m-1} + \dots + a_1j(\omega + \omega_0) + a_0}{b_n[j(\omega + \omega_0)]^n + b_{n-1}[j(\omega + \omega_0)]^{n-1} + \dots + b_1j(\omega + \omega_0) + b_0}, \quad (4)$$

$$W_2(j\omega) = \frac{a_m[j(\omega - \omega_0)]^m + a_{m-1}[j(\omega - \omega_0)]^{m-1} + \dots + a_1j(\omega - \omega_0) + a_0}{b_n[j(\omega - \omega_0)]^n + b_{n-1}[j(\omega - \omega_0)]^{n-1} + \dots + b_1j(\omega - \omega_0) + b_0}. \quad (5)$$

Таким образом, непрерывный полосовой фильтр с двухсторонней частотной передаточной (2) представляется в виде параллельно соединенных непрерывных комплексных полосовых фильтров с односторонними частотными передаточными функциями (4) и (5).

В случае синтеза дискретного полосового фильтра с частотной передаточной функцией фильтра – аналога (4) воспользуемся следующим билинейным z – преобразованием [7]

$$j(\omega + \omega_0) = \frac{2}{T} \frac{1 - z_0^{-1}z^{-1}}{1 + z_0^{-1}z^{-1}}, \quad (6)$$

где $z_0 = e^{j\omega_0 T}$.

После подстановки выражения (6) в (4) получим дискретную передаточную функцию в виде

$$W_1(z) = \frac{\sum_{i=0}^n A_i z_0^{-i} z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^n B_i z_0^{-i} z^{-i}}, \quad (7)$$

где A_i, B_i – весовые коэффициенты разностного уравнения, значения которых будут уточняться при рассмотрении конкретных примеров.

Аналогичным образом для частотной передаточной функции (5) необходимо использовать билинейное z – преобразование [7]

$$j(\omega - \omega_0) = \frac{2}{T} \frac{1 - z_0 z^{-1}}{1 + z_0 z^{-1}}, \quad (8)$$

которому будет соответствовать дискретная передаточная функция вида

$$W_2(z) = \frac{\sum_{i=0}^n A_i z_0^i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^n B_i z_0^i z^{-i}}. \quad (9)$$

Тогда передаточная функция дискретного полосового фильтра на основании соотношений (3-9) принимает вид

$$W_n(z) = W_1(z) + W_2(z) = \frac{\sum_{i=0}^n A_i z_0^{-i} z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^n B_i z_0^{-i} z^{-i}} + \frac{\sum_{i=0}^n A_i z_0^i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^n B_i z_0^i z^{-i}}. \quad (10)$$

Пример. Синтезируем дискретный полосовой фильтр на основе непрерывного фильтра – аналога с частотной передаточной функцией

$$W(j\omega) = \frac{\omega_{cp}^2}{[j(\omega \pm \omega_0)]^2 + j\sqrt{2}\omega_{cp}(\omega \pm \omega_0) + \omega_{cp}^2}, \quad (11)$$

где ω_{cp} – частота среза фильтра.

Частотная передаточная функция (11) при нулевой частоте настройки фильтра ($\omega_0 = 0$) соответствует частотной передаточной функции фильтра нижних частот Баттерворта второго порядка.

Согласно соотношениям (3), (4), (5) и (11), выражение для рассматриваемой частотной передаточной функции запишем в виде

$$W_n(j\omega) = W_1(j\omega) + W_2(j\omega),$$

$$\text{где } W_1(j\omega) = \frac{\omega_{cp}^2}{[j(\omega + \omega_0)]^2 + j\sqrt{2}\omega_{cp}(\omega + \omega_0) + \omega_{cp}^2}, \quad (12)$$

$$W_2(j\omega) = \frac{\omega_{cp}^2}{[j(\omega - \omega_0)]^2 + j\sqrt{2}\omega_{cp}(\omega - \omega_0) + \omega_{cp}^2}. \quad (13)$$

После подстановки выражения (6) в (12) и выражения (8) в (13), опуская громоздкие промежуточные преобразования, получим

$$W_1(z) = \sum_{i=0}^2 A_i z_0^{-i} z^{-i} / \left(1 + \sum_{i=1}^2 B_i z_0^{-i} z^{-i} \right); \quad (14)$$

$$W_2(z) = \sum_{i=0}^2 A_i z_0^i z^{-i} / \left(1 + \sum_{i=1}^2 B_i z_0^i z^{-i} \right), \quad (15)$$

$$\text{где } A_0 = \omega_{cp}^2 T^2 / d; \quad A_1 = 2A_0; \quad A_2 = A_0; \quad B_1 = \frac{(2\omega_{cp}^2 T^2 - 8)}{d};$$

$$B_2 = \frac{(4 - 2\sqrt{2}\omega_{cp} T + \omega_{cp}^2 T^2)}{d}; \quad d = (4 + 2\sqrt{2}\omega_{cp} T + \omega_{cp}^2 T^2).$$

Результирующая передаточная функция действительного дискретного полосового фильтра согласно (10) с учетом выражений (14) и (15) принимает вид

$$W_n(z) = \frac{\sum_{i=0}^4 C_i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^4 D_i z^{-i}}, \quad (16)$$

$$\text{где } C_0 = 2A_0, \quad C_1 = 2(A_1 + A_0 B_1) \cos(\omega_0 T),$$

$$C_2 = 2(A_2 + A_0 B_2) \cos(2\omega_0 T) + A_1 B_1,$$

$$C_3 = 2(A_2 B_1 + A_1 B_2) \cos(\omega_0 T), \quad C_4 = 2A_2 B_2,$$

$$D_1 = 2B_1 \cos(\omega_0 T), \quad D_2 = 2B_2 \cos(2\omega_0 T) + B_1^2,$$

$$D_3 = 2B_1 B_2 \cos(\omega_0 T), \quad D_4 = B_2^2.$$

После подстановки в выражение (16) соотношений $z^{-1} = e^{-j\omega T}$, $z^{-2} = e^{-j2\omega T}$, $z^{-3} = e^{-j3\omega T}$ и $z^{-4} = e^{-j4\omega T}$ получим частотную передаточную функцию синтезированного действительного дискретного полосового фильтра

$$W_n(j\omega) = \frac{\sum_{i=0}^4 C_i e^{-ij\omega T}}{1 + \sum_{i=1}^4 D_i e^{-ij\omega T}}.$$

Модуль данной частотной передаточной функции для трех частот настройки $f_0 = \omega_0 / 2\pi = 100, 200$ и 300 Гц в области положительных частот показан на рис. 1. При расчетах были приняты значения частоты среза $f_{cp} = \omega_{cp} / 2\pi = 8$ Гц и периода повторения $T = 10^{-3}$ с. Можно отметить, что изменение частоты настройки фильтра не приводит к изменению формы и полосы пропускания АЧХ фильтров.

Синтез дискретных режекторных фильтров

С учетом того, что режекторный фильтр в полосе задержания имеет коэффициент передачи, близкий к нулю, а за ее пределами – близкий к единице, частотную передаточную функцию режекторного фильтра представим в виде произведения

$$W_p(j\omega) = W_1(j\omega) * W_2(j\omega), \quad (17)$$

где

$$W_1(j\omega) = \quad (18)$$

$$= \frac{a_m [j(\omega + \omega_0)]^m + a_{m-1} [j(\omega + \omega_0)]^{m-1} + \dots + a_1 j(\omega + \omega_0) + a_0}{b_n [j(\omega + \omega_0)]^n + b_{n-1} [j(\omega + \omega_0)]^{n-1} + \dots + b_1 j(\omega + \omega_0) + b_0},$$

$$W_2(j\omega) = \quad (19)$$

$$= \frac{a_m [j(\omega - \omega_0)]^m + a_{m-1} [j(\omega - \omega_0)]^{m-1} + \dots + a_1 j(\omega - \omega_0) + a_0}{b_n [j(\omega - \omega_0)]^n + b_{n-1} [j(\omega - \omega_0)]^{n-1} + \dots + b_1 j(\omega - \omega_0) + b_0}.$$

Путем замены в выражении (18)

$$j(\omega + \omega_0) = \frac{2}{T} \frac{1 - z_0^{-1} z^{-1}}{1 + z_0^{-1} z^{-1}} \quad \text{и в выражении} \quad (19)$$

$$j(\omega - \omega_0) = \frac{2}{T} \frac{1 - z_0 z^{-1}}{1 + z_0 z^{-1}} \quad \text{после громоздких промежуточных}$$

преобразований были получены соответствующие дискретные передаточные функции

$$W_1(z) = \frac{\sum_{i=0}^n A_i z_0^{-i} z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^n B_i z_0^{-i} z^{-i}}; \quad (20)$$

$$W_2(z) = \frac{\sum_{i=0}^n A_i z_0^i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^n B_i z_0^i z^{-i}}, \quad (21)$$

где A_i, B_i – весовые коэффициенты разностного уравнения.

Тогда передаточная функция дискретного режекторного фильтра на основании соотношений (17-21) принимает вид

$$W_p(z) = W_1(z) * W_2(z) = \frac{\sum_{i=0}^n A_i z_0^{-i} z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^n B_i z_0^{-i} z^{-i}} * \frac{\sum_{i=0}^n A_i z_0^i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^n B_i z_0^i z^{-i}}. \quad (22)$$

Пример. Синтезируем дискретный режекторный фильтр на основе непрерывного фильтра – аналога с частотной передаточной функцией

$$W_p(j\omega) = \frac{[j(\omega \pm \omega_0)]^2}{[j(\omega \pm \omega_0)]^2 + j\sqrt{2}\omega_{cp}(\omega \pm \omega_0) + \omega_{cp}^2}, \quad (23)$$

где ω_{cp} – частота среза фильтра.

Частотная передаточная функция (23) при нулевой частоте настройки фильтра ($\omega_0 = 0$) соответствует частотной передаточной функции фильтра верхних частот второго порядка.

Согласно соотношениям (18) и (19), выражение (17) можно записать в виде

$$W_p(j\omega) = W_1(j\omega) * W_2(j\omega),$$

$$W_1(j\omega) = \frac{[j(\omega + \omega_0)]^2 \omega_{cp}^2}{[j(\omega + \omega_0)]^2 + j\sqrt{2}\omega_{cp}(\omega + \omega_0) + \omega_{cp}^2}, \quad (24)$$

$$W_2(j\omega) = \frac{[j(\omega - \omega_0)]^2 \omega_{cp}^2}{[j(\omega - \omega_0)]^2 + j\sqrt{2}\omega_{cp}(\omega - \omega_0) + \omega_{cp}^2}. \quad (25)$$

После подстановки выражения (6) в (24) и выражения (8) в (25), опуская громоздкие промежуточные преобразования, получим

$$W_1(z) = \frac{\sum_{i=0}^2 A_i z_0^{-i} z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^2 B_i z_0^{-i} z^{-i}}; \quad (26)$$

$$W_2(z) = \frac{\sum_{i=0}^2 A_i z_0^i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^2 B_i z_0^i z^{-i}}, \quad (27)$$

где $A_0 = 4/d$; $A_1 = -2A_0$; $A_2 = A_0$;

$$B_1 = (2\omega_{cp}^2 T^2 - 8)/d; \quad B_2 = \frac{(4 - 2\sqrt{2}\omega_{cp} T + \omega_{cp}^2 T^2)}{d};$$

$$d = (4 + 2\sqrt{2}\omega_{cp} T + \omega_{cp}^2 T^2).$$

После перемножения дискретных передаточных функций (26) и (27) итоговая передаточная функция

действительного дискретного режекторного фильтра принимает вид

$$W_p(z) = \frac{\sum_{i=0}^4 C_i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^4 D_i z^{-i}}, \quad (28)$$

где $C_0 = A_0^2$, $C_1 = 2A_0 A_1 \cos(\omega_0 T)$,

$$C_2 = (A_1^2 + 2A_0 A_2) \cos(2\omega_0 T), \quad C_3 = 2A_1 A_2 \cos(\omega_0 T),$$

$$C_4 = 2A_2^2, \quad D_1 = 2B_1 \cos(\omega_0 T), \quad D_2 = 2B_2 \cos(2\omega_0 T) + B_1^2,$$

$$D_3 = 2B_1 B_2 \cos(\omega_0 T), \quad D_4 = B_2^2.$$

Аналогично ранее рассмотренному полосовому фильтру подставим в выражение (28) соотношения

$$z^{-1} = e^{-j\omega T}, \quad z^{-2} = e^{-j2\omega T}, \quad z^{-3} = e^{-j3\omega T} \quad \text{и} \quad z^{-4} = e^{-j4\omega T}.$$

В результате получим частотную передаточную функцию синтезированного действительного дискретного режекторного фильтра

$$W_p(j\omega) = \frac{\sum_{i=0}^4 C_i e^{-ij\omega T}}{1 + \sum_{i=1}^4 D_i e^{-ij\omega T}}.$$

Модуль данной частотной передаточной функции для трех частот настройки $f_0 = \omega_0 / 2\pi = 100, 200$ и 300 Гц в области положительных частот показан на рис. 2. При расчетах, как и ранее, были приняты значения частоты среза $f_{cp} = \omega_{cp} / 2\pi = 8$ Гц и периода повторения $T = 10^{-3}$ с. Также, как и в случае полосового фильтра, можно отметить, что изменение частоты настройки фильтра не приводит к изменению формы и полосы пропускания АЧХ.

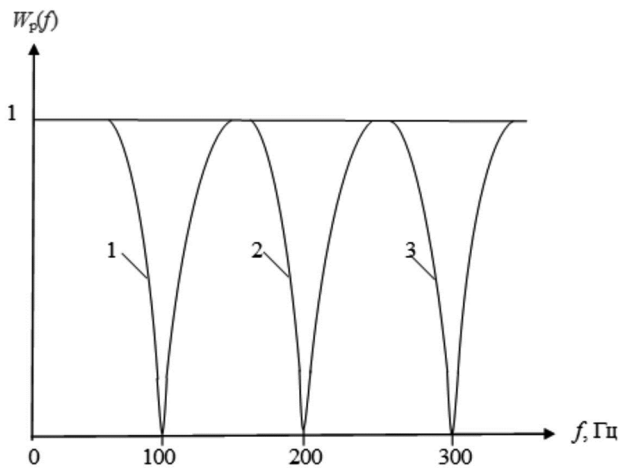
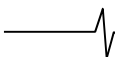


Рис. 2. Амплитудно-частотные характеристики режекторных фильтров:

1 – $f = 100$ Гц; 2 – $f = 200$ Гц; 3 – $f = 300$ Гц

Представленные на рис. 1 и рис. 2 АЧХ действительных дискретных полосовых и режекторных фильтров имеют постоянные форму и ширину при различных значениях частоты настройки фильтров. Данный результат является следствием того, что в основу синтеза положено представление действительных фильтров в виде двух самостоятельных узкополосных комплексных фильтров, частотные передаточные которых расположены относительно нуля частот как в области положительных, так и в области отрицательных частот, с



последующим применением для каждой частотной передаточной функции смещенного на частоту настройки билинейного z -преобразования.

Заключение

Предложенная и использованная в статье методика разбиения частотной передаточной функции действительного непрерывного фильтра-аналога на две составляющие, расположенные в области положительных и отрицательных частот, с последующим применением к каждой из них смещенного на частоту настройки билинейного z -преобразования позволяет синтезировать перестраиваемые по частоте действительные полосовые и режекторные фильтры с постоянными формой и шириной АЧХ независимо от частоты настройки фильтров. Изложенная в статье методика синтеза действительных дискретных полосовых и режекторных фильтров, рассмотренные конкретные примеры построения подобных фильтров будут полезны при создании адаптивных и когерентных систем обработки информации, таких как устройства селекции движущихся целей, доплеровские измерители скорости движения разнообразных объектов, обнаружители, устройства оценки параметров местоположения объектов и т.д.

Литература

1. Бакулев П.А., Стенин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. М.: Радио и связь, 1986. 286 с.
2. Попов Д. И. Адаптивное подавление пассивных помех. Цифровая обработка сигналов. 2014, № 4. С. 32-37.
3. Микропроцессорные системы автоматического управления. Под общ. ред. В.А. Бесекерского. Л.: Машиностроение. 1988. 355 с.

4. Котоусов А.С., Морозов А.К. Оптимальная фильтрация и компенсация помех. М.: Горячая линия-Телеком, 2008. 166 с.
5. Попов Д.И. Адаптивное обнаружение сигналов на фоне пассивных помех. Цифровая обработка сигналов. 2014, № 4. С. 32-37.
6. Методы улучшения различимости объектов при наличии гидрометеоров / А.В. Кокошкин, В.А. Коротков, К.В. Коротков, Е.П. Новичихин. Журнал радиоэлектроники [электрон. журн.]. 2015, № 10. 14 с.
7. Зиятдинов С.И. Синтез комплексных дискретных фильтров. Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2017, № 4. С. 12-19.
8. Зиятдинов С.И. Синтез нерекурсивных дискретных фильтров во временной области. Информационно-управляющие системы. 2016, № 5. С. 98-101.
9. Голд Б., Рейдер Н. Цифровая обработка сигналов. М.: Советское радио, 1973. 367 с.
10. Зиятдинов С.И. Анализ линейных систем на основе переходных характеристик. Информационно-управляющие системы. 2016, № 2. С. 104-106.
11. Зиятдинов С.И. Синтез дискретных фильтров методами инвариантных дифференциальных и интегральных уравнений. Изв. вузов. Приборостроение. 2019. Т. 62, № 5. С. 424-432.
12. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. М.: Техносфера, 2006. 855 с.
13. Куприянов М.С., Матюшкин Б.Д. Цифровая обработка сигналов. СПб.: Политехника, 2000. 592 с.
14. Бесекерский В.А. Цифровые автоматические системы. М.: Наука, 1976. 575 с.
15. Гадзиковский В.И. Теоретические основы цифровой обработки сигналов. М.: Радио и связь, 2004. 344 с.

НОВЫЕ КНИГИ



Фильтрация и спектральный анализ радиосигналов. Алгоритмы. Структуры. Устройства. Под ред. Ю.В. Гуляева: Монография. М.: Изд-во Радиотехника, 2020 г. 504 с.: ил.

Рассмотрены устройства на поверхностных и объемных акустических волнах. Приведены принципы построения акустооптических Фурье-процессоров, даны методики их описания и характеристики. Синтезированы алгоритмы многоканальных частотных дискриминаторов, имеющих широкую дискриминационную характеристику с большой зоной линейности, что повышает точность измерения частоты радиосигналов, а также стабильность работы следящих измерителей частоты при интенсивных воздействиях помех. Обобщены результаты математического моделирования и экспериментальных исследований волноводных СВЧ-фильтров и мультиплексоров X -диапазона частот на основе прямоугольных и круглых волноводов. Показано, что устройства предназначены для работы в составе негерметизированных радиоэлектронных комплексов спутниковых систем космической связи. Исследованы двумер-

ные периодические структуры в виде перфорированных тонких металлических экранов, малые размеры и масса которых делают их технологически привлекательными в технике миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов.

Представленные известные и оригинальные авторские решения по широкому спектру вопросов проектирования устройств селекции могут быть полезны широкому кругу научных работников и инженеров, специализирующихся в области проектирования фильтров и аналоговых Фурье процессоров.

УДК 621.391:621.396.96

АДАПТАЦИЯ СИСТЕМ КВАЗИОПТИМАЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ

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

ADAPTATION OF QUASI-OPTIMAL SIGNAL PROCESSING SYSTEMS AGAINST THE BACKGROUND OF CLUTTER

Popov D.I.

Quasi-optimal processing systems that carry out coherent accumulation of cutting residues are considered. It is shown that systems of this type follow from the procedure of statistical synthesis, which generally leads to matrix processing and subsequent coherent accumulation. With Markov approximations of interference, the adaptive matrix filter is transformed into a vector adaptive vector filter (RF), leading to the traditional quasi-optimal structure of the «vector filter – coherent storage». Based on the introduced criterion, a two-stage optimization problem has been solved. At the first stage, the optimal RF vector is determined, at the second stage – a multichannel filter (MF) of coherent accumulation. Optimization results are presented depending on the correlation properties of the interference and a comparison is made with the efficiency of optimal processing. The dependences of the optimal RF order on the magnitude of the dynamic range of interference in relation to the level of intrinsic noise are obtained. Having a directly proportional character. The conditions are established under which a system of a fixed structure, the scheme of which is given, is achieved close to potential efficiency. The conditions for the use of tunable structure systems are considered, in which it is possible to approach the potential efficiency when changing the interference parameters in a relatively wide range only when optimizing the RF order by appropriate restructuring of the structure. A method for choosing the RF and MF orders is proposed, based on the relationship of the optimal RF order with the increment of the interference transmission coefficient at the RF output when its order changes. As a result of the analysis of the dependences of the increments of the passage coefficient, the condition for choosing the optimal order of the RF is established. A block diagram of the adaptive processing system of the transferred structure is given.

Key words: adaptation, quasi-optimal processing, coherent storage, optimization, clutter, restructuring of the structure, rejection filter, signal.

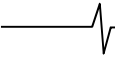
Ключевые слова: адаптация, квазиоптимальная обработка, когерентный накопитель, оптимизация, пассивная помеха, перестройка структуры, режекторный фильтр, сигнал.

Введение

Обнаружение сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех, создаваемых мешающими отражениями от неподвижных или медленно перемещающихся объектов, является одной из актуальных радиолокационных задач [1-4]. Пассивные помехи могут существенно нарушать нормальную работу радиолокационных систем, приводя к перегрузкам приемного тракта и, как следствие этого, к потере полезных сигналов. Априорная неопределенность спектрально-корреляционных характеристик помехи, а также их неоднородность и нестационарность в зоне обзора дополнительно затрудняют реализацию эффективной защиты от пассивных помех. Преодоление априорной неопределенности параметров помехи основывается на методах адаптации к неизвестным корреляционным параметрам помехи, что приводит, в частности, к алгоритмам адаптивного режектирования помехи с комплексными весовыми коэффициентами и соответствующим адаптивным режекторным фильтрам (АРФ) [5]. Реализация данных АРФ в цифровом виде требует высокого

Рассмотрены системы квазиоптимальной обработки, осуществляющие когерентное накопление остатков режектирования. Показано, что системы такого типа вытекают из процедуры статистического синтеза, приводящего в общем случае к матричной обработке и последующему когерентному накоплению. При марковских аппроксимациях помехи адаптивный матричный фильтр преобразуется в векторный адаптивный режекторный фильтр (РФ), приводя к традиционной квазиоптимальной структуре «режекторный фильтр – когерентный накопитель». На основе введенного критерия решена задача двухэтапной оптимизации. На первом этапе определяется оптимальный вектор РФ, на втором этапе – многоканального фильтра (МФ) когерентного накопления. Приведены результаты оптимизации в зависимости от корреляционных свойств помехи и проведено сравнение с эффективностью оптимальной обработки. Получены зависимости оптимального порядка РФ от величины динамического диапазона помехи по отношению к уровню собственного шума, имеющие прямо пропорциональный характер. Установлены условия, при которых достигается близкая к потенциальной эффективность систем фиксированной структуры, схема которой приводится. Рассмотрены условия применения систем перестраиваемой структуры, при которых приблизиться к потенциальной эффективности при изменении параметров помехи в сравнительно широком диапазоне возможно только при оптимизации порядка РФ путем соответствующей перестройки структуры. Предложен метод выбора порядков РФ и МФ, основанный на связи оптимального порядка РФ с величиной приращения коэффициента прохождения помехи на выходе РФ при изменении его порядка. В результате анализа зависимостей приращений коэффициента прохождения установлено условие выбора оптимального порядка РФ. Приведена структурная схема системы адаптивной обработки перестраиваемой структуры.

быстродействия выполнения арифметических операций. Избегать указанных трудностей можно путем предвари-



тельной компенсации доплеровского сдвига фазы помехи. В работе [6] 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 [7]. Определенное упрощение процедуры адаптации достигается в АРФ каскадного типа [8]. Другим вариантом упрощения процедуры адаптации является переход от комплексных весовых коэффициентов к действительным, что ограничивает область целесообразного применения соответствующих АРФ при ограниченной и сравнительно малой в зависимости от порядка фильтра и ожидаемых параметров помехи величине ее доплеровской скорости [9]. Компромиссное решение достигается в фильтрах с частичной адаптацией к доплеровской фазе помехи и оптимизацией характеристик режекторных фильтров в априорном диапазоне изменения спектрально-корреляционных параметров помехи [10]. Повышение эффективности режекторных фильтров высоких порядков достигается при оптимизации их параметров по вероятностному критерию [11].

На практике находят применение системы квазиоптимальной обработки, осуществляющие когерентное накопление остатков режектирования. Данные операции вытекают из алгоритма оптимальной обработки и являются оптимальными только в крайнем случае сильно коррелированной помехи. В произвольном случае оптимальные операции помимо когерентного накопления включают матричную обработку, реализация которой наталкивается на проблему обращения эмпирической корреляционной матрицы помехи. При марковских аппроксимациях помехи адаптивный матричный фильтр преобразуется в векторный адаптивный режекторный фильтр (РФ), приводя к традиционной квазиоптимальной структуре «режекторный фильтр – когерентный накопитель». Представляет интерес параметрическая и структурная оптимизация систем квазиоптимальной обработки в условиях априорной неопределенности при произвольных корреляционных свойствах помехи.

Статистическое описание сигналов и помех

Рассмотрим обработку N отсчетов комплексных огибающих $U_j = x_j + iy_j$ ($j = \overline{1, N}$) аддитивной смеси пачки когерентных радиоимпульсов, пассивной помехи и собственного шума, следующих через период повторения T и образующих в одном элементе разрешения по дальности вектор-столбец $\mathbf{U} = \{U_j\}^T$. Сигнал и помеха являются узкополосными случайными процессами гауссовского типа. Статистические свойства вектора $\mathbf{U} = \{U_j\}^T$ описываются с точностью до параметров его корреляционной матрицы \mathbf{R} совместной плотностью вероятности

$$P(\mathbf{U}) = (2\pi)^{-N} (\det \mathbf{W}) \exp\left(-\frac{1}{2} \mathbf{U}^{*T} \mathbf{W} \mathbf{U}\right), \quad (1)$$

где \mathbf{W} – матрица, обратная корреляционной матрице

$\mathbf{R} = \overline{\mathbf{U} \mathbf{U}^{*T}} / 2(\sigma_{\text{п}}^2 + \sigma_{\text{ш}}^2)$, которая для аддитивной смеси сигнала, пассивной помехи и собственного шума представляется в виде $\mathbf{R}_{\text{сн}} = \mathbf{R}_{\text{с}} + \mathbf{R}_{\text{п}}$.

Элементы матриц $\mathbf{R}_{\text{с}}$ и $\mathbf{R}_{\text{п}}$ при симметричных спектрах сигнала и помехи имеют соответственно вид

$$R_{jk}^{\text{с}} = q \rho_{jk}^{\text{с}} e^{i(j-k)\varphi_{\text{с}}} / (1 + \lambda) \quad \text{и}$$

$$R_{jk}^{\text{п}} = (\rho_{jk}^{\text{п}} e^{i(j-k)\varphi_{\text{п}}} + \lambda \delta_{jk}) / (1 + \lambda),$$

где $q = \sigma_{\text{с}}^2 / \sigma_{\text{п}}^2$ – отношение сигнал/помеха; $\rho_{jk}^{\text{с}}$ и

$\rho_{jk}^{\text{п}}$ – коэффициенты межпериодной корреляции соответственно сигнала и помехи; $\varphi_{\text{с}}$ и $\varphi_{\text{п}}$ – доплеровские сдвиги фазы соответственно сигнала и помехи за период повторения T ; $\lambda = \sigma_{\text{ш}}^2 / \sigma_{\text{п}}^2$ – отношение шум/помеха; δ_{jk} – символ Кронекера.

Алгоритмы и анализ обработки сигналов

Алгоритм оптимальной обработки входных данных определяется в результате вычисления отношения правдоподобия $\Lambda(\mathbf{U}) = P_{\text{сн}}(\mathbf{U}) / P_{\text{п}}(\mathbf{U})$ [3], которое при использовании плотностей вероятности сигнала и помехи $P_{\text{сн}}(\cdot)$ и одной помехи $P_{\text{п}}(\cdot)$, соответствующих (1), принимает вид

$$\Lambda(\mathbf{U}) = C \exp\left(\frac{1}{2} \mathbf{U}^{*T} \mathbf{Q} \mathbf{U}\right), \quad (2)$$

где $C = \det \mathbf{W}_{\text{сн}} / \det \mathbf{W}_{\text{п}}$; $\mathbf{Q} = \mathbf{W}_{\text{п}} - \mathbf{W}_{\text{сн}}$ – матрица обработки входных данных.

Отношение правдоподобия (2) является монотонной функцией статистики

$$u = \mathbf{U}^{*T} \mathbf{Q} \mathbf{U} \geq u_0,$$

где u_0 – пороговый уровень обнаружения.

Вычисляя матрицу \mathbf{Q} при $q \ll 1$ и совместных флюктуациях сигнала ($\rho_{jk}^{\text{с}} = 1$), с точностью до постоянного множителя получаем статистику $u = |X|^2$, в основе которой лежит алгоритм оптимальной линейной фильтрации

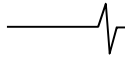
$$X = \sum_{k=1}^N e^{-ik\varphi_{\text{с}}} \sum_{j=1}^N W_{jk}^* U_j, \quad (3)$$

где $W_{jk} = W_{jk}^{\text{п}}$ – элементы обратной корреляционной матрицы помехи.

При симметричном спектре помехи $W_{jk} = w_{jk} e^{i(j-k)\varphi_{\text{п}}}$. Тогда алгоритм (3) принимает вид

$$X = \sum_{k=1}^N e^{-ik(\varphi_{\text{с}} - \varphi_{\text{п}})} \sum_{j=1}^N w_{jk} e^{-ij\varphi_{\text{п}}} U_j. \quad (4)$$

Внутренняя сумма в алгоритме (4) соответствует операциям, реализуемым матричным фильтром. Для помехи, описываемой марковской последовательностью, матричный фильтр трансформируется в одноканальный режекторный фильтр, приводя к традиционной квазиопти-



мальной структуре «режекторный фильтр – когерентный накопитель».

Режектирование помехи может быть осуществлено фильтром порядка m с комплексными весовыми коэффициентами [5], определяемыми по коэффициентам ρ_{jk}^n и величине φ_n или их оценкам, или с предварительной автокомпенсацией доплеровских сдвигов фазы помехи, в результате которой вычисляются отсчеты $\tilde{U}_j = U_j e^{-i j \hat{\varphi}_n}$ [6], и последующим режектированием помехи более простым фильтром с действительными весовыми коэффициентами g_k [7], обработка в котором описывается N -мерной матрицей режекции \mathbf{d} верхней треугольной формы с элементами $d_{jk} = g_{k-j}$ при $k \leq j + m$ и $d_{jk} = 0$ при $k > j + m$.

Ввиду неопределенности величины $\theta = \varphi_c - \hat{\varphi}_n$ когерентное накопление остатков режектирования осуществляется многоканальным фильтром (МФ), l -й канал которого описывается N -мерным вектор-столбцом весовых коэффициентов \mathbf{H}_l с элементами $H_k^l = 0$ при $1 \leq k \leq m$ и $H_k^l = h_{k-m}^l e^{i(k-m)\psi_l}$ при $m < k \leq N$. Порядок МФ, определяемый числом ненулевых элементов вектора \mathbf{H}_l , сокращается за счет обработки в РФ.

Выигрыш в отношении сигнал-помеха на выходе l -го канала МФ определяется выражением

$$\mu_l(\theta) = \mathbf{h}_l^T [\mathbf{d}^T \mathbf{r}_c \mathbf{d}] \mathbf{h}_l / \mathbf{h}_l^T [\mathbf{d}^T \mathbf{r}_n \mathbf{d}] \mathbf{h}_l, \quad (5)$$

где $\mathbf{h}_l = \{h_k^l\}^T - (N - m)$ -мерный вектор-столбец; $\mathbf{r}_c(\theta)$, \mathbf{r}_n – корреляционные матрицы, учитывающие погрешности автокомпенсации [6] и фазовые сдвиги МФ; причем

$$r_{jk}^{cl}(\theta) = \tilde{\rho}_{jk}^c \cos[(j - k)(\theta - \psi_l)],$$

$$r_{jk}^{nl} = \tilde{\rho}_{jk}^n \cos[(j - k)\psi_l] + \lambda \delta_{jk},$$

$$\tilde{\rho}_{jk}^{c,n} = \rho_{jk}^{c,n} \exp[-(j - k)^2 \sigma_{\hat{\varphi}_n}^2 / 2],$$

где $\sigma_{\hat{\varphi}_n}^2$ – дисперсия оценки $\hat{\varphi}_n$ [6]; символ $[\cdot]$ означает операцию вычеркивания m первых строк и столбцов матрицы $\mathbf{d}^T \mathbf{r} \mathbf{d}$.

Критерий оптимизации систем обработки сигналов

Полагая распределение величины θ равномерным в пределах полосы пропускания $\Delta\psi_l = \Delta\psi$ любого канала МФ с центральным значением ψ_l и исключая ее неопределенность путем усреднения выражения (5), критерий оптимизации представим в виде

$$\begin{aligned} \mu_l &= \max_{\mathbf{d}, \mathbf{h}_l} \frac{1}{\Delta\psi} \int_{\psi_l - \Delta\psi/2}^{\psi_l + \Delta\psi/2} \mu_l(\theta) d\theta = \\ &= \max_{\mathbf{d}, \mathbf{h}_l} \left(\mathbf{h}_l^T [\mathbf{d}^T \mathbf{r}_c \mathbf{d}] \mathbf{h}_l / \mathbf{h}_l^T [\mathbf{d}^T \mathbf{r}_n \mathbf{d}] \mathbf{h}_l \right), \end{aligned} \quad (6)$$

где элементы матрицы \mathbf{r}_c имеют вид $r_{jk}^c = \tilde{\rho}_{jk}^c \text{sinc}[(j - k)\Delta\psi/2]$.

Решение задачи (6) основывается на известных из теории матриц экстремальных свойствах собственных значений и осуществляется в два этапа.

На первом этапе по алгоритмам работы [5] определяется оптимальный вектор $\mathbf{g} = \{g_k\}$, который для РФ порядка m является собственным вектором $(m + 1)$ -мерной матрицы $\|\tilde{\rho}_{jk}^n\|$, соответствующим ее минимальному собственному значению α_{\min} и реализующим на выходе РФ $\mu_{\max} = (\alpha_{\min} + \lambda)^{-1}$. В частности,

– при $m = 1$ $g_0 = -g_1 = 1$;

– при $m = 2$ $g_0 = g_2 = 1$, $g_1 = -2\tilde{\rho}_{12}^n / (1 - \alpha_{\min})$,

причем α_{\min} определяется коэффициентами $\tilde{\rho}_{12}^n$ и $\tilde{\rho}_{13}^n$;

– при $m = 3$ $g_0 = -g_3 = 1$, $g_1 = -g_2 =$

$$= -\left(1 + \frac{\tilde{\rho}_{12}^n - \tilde{\rho}_{14}^n}{1 - \tilde{\rho}_{13}^n} \right).$$

На втором этапе при известной матрице \mathbf{d} по критерию (6) оптимизируется вектор \mathbf{h}_l . Величина $\mu_{l\max}$ определяется путем решения характеристического уравнения $\det\{[\mathbf{d}^T \mathbf{r}_c \mathbf{d}] - \mu_l [\mathbf{d}^T \mathbf{r}_n \mathbf{d}]\} = 0$ и является максимальным собственным значением матрицы $[\mathbf{d}^T \mathbf{r}_n \mathbf{d}]^{-1} [\mathbf{d}^T \mathbf{r}_c \mathbf{d}]$. Собственный вектор этой матрицы, соответствующий $\mu_{l\max}$ и определяемый из матричного уравнения

$$[\mathbf{d}^T \mathbf{r}_n \mathbf{d}]^{-1} [\mathbf{d}^T \mathbf{r}_c \mathbf{d}] \mathbf{h}_l = \mu_{l\max} \mathbf{h}_l,$$

представляет собой оптимальный вектор \mathbf{h}_l . Данная процедура определения векторов \mathbf{g} и \mathbf{h}_l при $m = \text{const}$ соответствует параметрической оптимизации системы обработки. Варьирование величины $m = \overline{0, N - 1}$ приводит к структурной оптимизации системы.

Рассмотрим результаты оптимизации системы РФ-МФ для совместных флюктуаций сигнала ($\rho_{jk}^c = 1$) и корреляционной функции помехи в виде взвешенной суммы гауссовской и экспоненциальной функций:

$$\rho_{li}^n = \rho_{li} = \beta_0 \rho^{(i-1)^2} + (1 - \beta_0) \rho^{i-1},$$

где весовой коэффициент β_0 принимает значение от 0 до 1.

Погрешности автокомпенсации принимаем несущественными, т.е. $\sigma_{\hat{\varphi}_n}^2 \approx 0$ и $\tilde{\rho}_{li} \approx \rho_{li}$. На рис. 1 при $N = 8$, $\lambda = 10^{-6}$ и нормированной ширине спектра помехи $\beta_n = \Delta f_n T = 0,1$ приведены зависимости $\mu(\theta)$ для систем оптимальной и квазиоптимальной обработки соответственно штриховыми и сплошными кривыми. Кривые А, Б и В соответствуют значениям коэффициента $\beta_0 = 1; 0,9$ и 0. Как видим, эффективность систем существенно зависит от корреляционных свойств поме-

хи, а также от порядка РФ m , особенно при гауссовской функции корреляции ($\beta_0 = 1$, кривая А). В этом случае при $m = 5$ эффективность системы достигает предельной величины и приближается к эффективности оптимальной системы, проигрывая ей менее 1 дБ в большей части диапазона θ . Дальнейшее увеличение m вплоть до значения $N - 1 = 7$ приводит к сужению скоростной характеристики системы и значительным проигрышам. При экспоненциальной функции корреляции помехи ($\beta_0 = 0$), как следует из кривых В, оптимальный порядок РФ, при котором эффективность системы практически достигает потенциальной эффективности, соответствует $m = 1$. С ростом β_0 эффективность системы при $m = 1$ и 2 сближается и при $\beta_0 = 0,9$ (кривые Б) оказывается практически одинаковой. При $\beta_0 > 0,9$ оптимальный порядок РФ $m > 1$, что предполагает перестройку структуры системы.

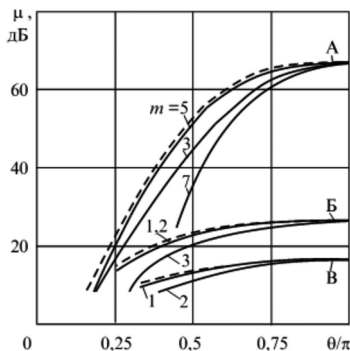


Рис. 1. Зависимости $\mu(\theta)$ для систем оптимальной (штриховые кривые) и квазиоптимальной (сплошные кривые) обработки

Оптимизация структуры и параметров системы обработки

При оптимизации структуры и параметров системы обработки сигналов существенное значение имеет динамический диапазон помехи λ^{-1} по отношению к уровню собственного шума. На рис. 2 приведены зависимости оптимального порядка РФ $m_{\text{опт}}$ от величины λ^{-1} для различных значений ширины спектра помехи $\beta_{\text{п}}$ при гауссовской функции корреляции ($\beta_0 = 1$). Как видим, оптимальный порядок РФ связан с величиной λ^{-1} практически прямо пропорциональной зависимостью. При расширении спектра помехи порядок РФ вначале возрастает, а затем уменьшается, что обусловлено соответствующим перераспределением эффективности подавления помехи в РФ и накопления сигнала в МФ.

- Из проведенных исследований следует, что в случае:
- помех, соответствующих величине $\beta_0 \leq 0,9$;
 - ограниченного или постоянного динамического диапазона помехи ($\lambda^{-1} \approx \text{const}$);
 - малого интервала изменения параметра $\beta_{\text{п}}$,

величина $m_{\text{опт}}$ является практически постоянной, а близкая к потенциальной эффективность достигается системой фиксированной структуры (рис. 3), реализуемой в виде каскадного соединения автокомпенсатора

(АК) доплеровской скорости помехи [6], а также адаптивных РФ и МФ фиксированных порядков.

Адаптация весовых коэффициентов РФ g_k осуществляется по оценкам коэффициентов корреляции помехи $\hat{\rho}_{1i} \approx \hat{\rho}_{1i}$ ($i = \overline{2, m+1}$) на выходе АК [7], а весовых коэффициентов МФ h_k – по оценкам коэффициентов корреляции остатков помехи \hat{a}_{1i} ($i = \overline{2, N-m}$) на выходе РФ [12]. Одинаковое взвешивание во всех доплеровских каналах ($\mathbf{h}_l = \mathbf{h}$) позволяет реализовать МФ на базе алгоритма дискретного преобразования Фурье (ДПФ).

Областью применения систем перестраиваемой структуры являются помехи, соответствующие $\beta_0 > 0,9$ и непостоянной величине динамического диапазона λ^{-1} . В этих условиях приблизиться к потенциальной эффективности при изменении параметров помехи в сравнительно широком диапазоне возможно только при оптимизации порядка РФ путем соответствующей перестройки структуры. Полученные в результате оптимизации зависимости $m_{\text{опт}}$ от параметров помехи позволяют в процессе адаптации на основе классификации помеховой обстановки выбирать порядок РФ и МФ.

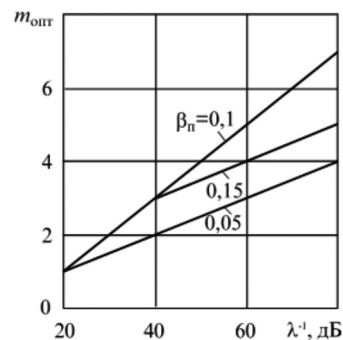


Рис. 2. Зависимости оптимального порядка РФ от величины динамического диапазона помехи

Однако более удобным оказывается косвенный метод, основанный на связи оптимального значения $m_{\text{опт}}$ с величиной приращения коэффициента прохождения помехи γ на выходе РФ при изменении его порядка. В результате анализа зависимостей приращений коэффициента прохождения установлено, что в широком диапазоне изменения λ условием выбора $m_{\text{опт}}$ является выполнение неравенства

$$\gamma_m / \gamma_{m+1} < \Delta\gamma < \gamma_{m-1} / \gamma_m, \quad (7)$$

где $m = m_{\text{опт}}$, $\Delta\gamma$ – пороговая величина приращения коэффициента прохождения помехи, выбираемая с учетом возможной помеховой обстановки согласно условию

$$\max_{\beta_{\text{п}}, \lambda} \gamma_{m_{\text{опт}}} / \gamma_{m_{\text{опт}}+1} < \Delta\gamma < \min_{\beta_{\text{п}}, \lambda} \gamma_{m_{\text{опт}}-1} / \gamma_{m_{\text{опт}}},$$

приводящему к значению $\Delta\gamma = 6$ дБ. Это значение определяет тот «остаточный» уровень помехи на входе МФ, который подавляется боковыми лепестками его АЧХ, обеспечивая максимум эффективности системы в целом. При этом независимо от динамического диапазона и спектральных характеристик помехи реализуется требуемое по отношению к уровню шума подавление помехи, что позволяет в ряде случаев отказаться от адаптации весовых коэффициентов МФ.

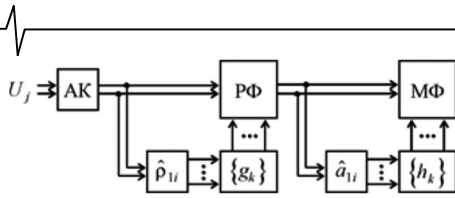


Рис. 3. Структурная схема системы адаптивной обработки фиксированной структуры

Учитывая связь величины γ_m с минимальным собственным значением α_{\min} оценочной корреляционной матрицы помехи [12] и вводя ограничения на норму весового вектора РФ $\left(\sum_{k=0}^m g_k^2 = 1\right)$, для определения оценки $\hat{\gamma}_m$ используем соотношение

$$\hat{\gamma}_m = \hat{\alpha}_{\min} = \sum_{l=1}^n \left| \sum_{k=0}^m g_k \tilde{U}_{j-k,l} \right|^2 / \sum_{l=1}^n |\tilde{U}_{jl}|^2, \quad (8)$$

где n – объем обучающей выборки, соответствующий числу усредняемых отсчетов со смежных элементов разрешения по дальности; g_k – коэффициенты, определяемые по оценкам $\hat{\rho}_{li}$ на основе адаптивных алгоритмов [5].

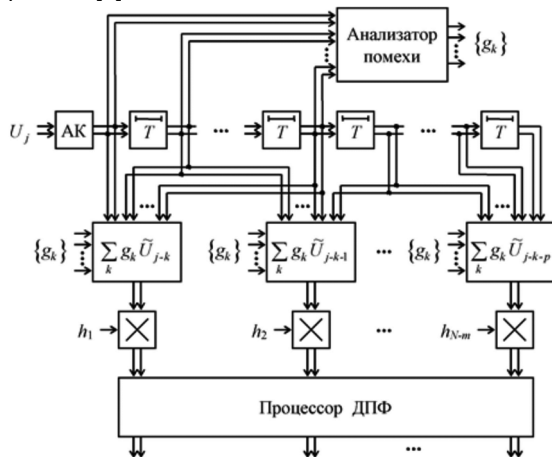


Рис. 4. Структурная схема системы адаптивной обработки перестраиваемой структуры

Структурная схема системы адаптивной квазиоптимальной обработки сигналов

Структурная схема системы адаптивной квазиоптимальной обработки сигналов перестраиваемой структуры приведена на рис. 4. Прошедшие АК отсчеты задерживаются на интервалы T и поступают в анализатор помехи и весовые сумматоры. В анализаторе помехи вычисляются оценки $\hat{\rho}_{li}$ и весовые коэффициенты g_k для различных порядков РФ, а также эмпирическим путем в соответствии с алгоритмами (7), (8) определяется оптимальный порядок РФ $m_{\text{опт}}$. Вектор весовых коэффициентов $\{g_k\}$, соответствующий оптимальному порядку РФ, используется для взвешивания в весовых сумматорах, выполняющих операцию свертки над поступающими $m_{\text{опт}} + 1$ отсчетами со сдвигом на один отсчет в каждом последующем сумматоре (причем, в последнем весовом сумматоре $p = N - m_{\text{мин}} - 1$). Остатки режектирования взвешиваются $N - m_{\text{опт}}$ ко-

эффициентами h_k , выбираемыми по команде анализатора помехи из заранее рассчитанных групп в зависимости от величины $m_{\text{опт}}$ (на рис. не показано), что соответствует перестройке порядка МФ. В случае адаптивного построения МФ коэффициенты h_k аналогично рис. 3 адаптируются к корреляционным свойствам остатков режектирования. При одинаковом взвешивании в каналах МФ реализуется на основе процессора ДПФ. В целом, представленная на рис. 4 система является квазиоптимальным вариантом системы, реализуемой по алгоритму (4). При этом вместо обращения корреляционной матрицы помехи используются адаптивные алгоритмы работы [5] и осуществляется перестройка порядков РФ и МФ в зависимости от помеховой обстановки.

Заключение

Предложенная процедура оптимизации систем на основе комбинации режекторного и многоканального фильтров приводит в условиях априорной неопределенности корреляционных параметров пассивной помехи к адаптивной перестройке весовых коэффициентов фильтров или к совместной адаптивной перестройке порядка и весовых коэффициентов фильтров, что реализуется соответственно системами адаптивной обработки сигналов фиксированной или перестраиваемой структур, структурные схемы которых приводятся.

Анализ эффективности систем показывает, что адаптивная перестройка порядка и весовых коэффициентов или только весовых коэффициентов режекторного и многоканального фильтров позволяет приблизиться к эффективности оптимальной системы в широком диапазоне изменения априорно неизвестных корреляционных параметров пассивной помехи.

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. Melvin W. L., Scheer J.A. (Eds.). Principles of Modern Radar: Advanced Techniques. New York: SciTech Publishing, IET, Edison, 2013. 846 p.
4. 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.
5. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры с комплексными весовыми коэффициентами. Вестник Концерна ПВО «Алмаз-Антей». 2015. № 2. С. 21-26.
6. Попов Д.И. Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех. Цифровая обработка сигналов. 2009. № 2. С. 30-33.
7. Попов Д.И. Адаптивное подавление пассивных помех. Цифровая обработка сигналов. 2014. № 4. С. 32-37.
8. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры каскадного типа. Цифровая обработка сигналов. 2016. № 2. С. 53-56.
9. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры с действительными весовыми коэффициентами. Цифровая обработка сигналов. 2017. № 1. С. 22-26.
10. Попов Д.И. Оптимизация нерекурсивных режекторных фильтров с частичной адаптацией. Цифровая обработка сигналов. 2018. № 1. С. 28-32.
11. Попов Д.И. Оптимизация режекторных фильтров по вероятностному критерию. Цифровая обработка сигналов. 2021. № 1. С. 55-58.
12. Попов Д.И. Оценивание корреляционных параметров пассивных помех. Радиопромышленность. 2017. № 1. С. 57-62.

ЦИФРОВОЕ КОДИРОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО РЕЧЕВОГО СИГНАЛА В ЗАДАЧЕ ТЕЛЕФОНИИ

Рыболовлев А.А., к.т.н., Академия Федеральной службы охраны Российской Федерации г. Орёл, e-mail: rybolovlev@rambler.ru

DIGITAL CODING OF WIDEBAND SPEECH SIGNAL ON TELEPHONY TASK

Rybolovlev A.A.

The article describes the adaptive multirate wideband (AMR-WB) speech codec, which was used by the International Telecommunication Union – Telecommunication Sector (ITU-T) for wideband speech coding around 16 kbit/s (Recommendation G.722.2). AMR-WB uses an extended speech bandwidth from 50 Hz to 7 kHz and gives high speech quality and voice naturalness. Codec operates at a multitude of bit rates ranging from 6,6 kbit/s to 23,85 kbit/s. The bit rate may be changed at any 20-ms frame boundary. The paper details AMR-WB algorithmic description.

Key words: speech signal, speech coding, codebook, linear prediction coefficients.

Ключевые слова: речевой сигнал, кодирование речи, кодовая книга, коэффициенты линейного предсказания.

Введение

Частотное ограничение речевого сигнала (РС) в задаче телефонии диапазоном 300 – 3400 Гц исторически было обусловлено необходимостью экономии частотно-временного ресурса, предназначенного для передачи РС на расстояние в режиме реального времени при сохранении требуемого уровня разборчивости речи. Используемый частотный диапазон в этом случае значительно ограничивает энергетику отдельных групп звуков, например – фрикативных согласных, точность передачи параметров основного тона и формантных областей РС [1, 2], что объективно ухудшает условия восприятия телефонной речи.

Современный этап развития цифровых инфокоммуникационных технологий и достигнутый уровень производительности микропроцессоров делают возможным передачу по телефонным сетям речевого сигнала с более широким частотным диапазоном. Целью такого подхода является повышение субъективного качества телефонной (как правило – синтетической) речи без критического роста скорости кодирования и временной задержки на обработку сигнала. При этом под повышением качества речи подразумевается не только выполнение требований по разборчивости, но и улучшение показателей её натуральности (естественности) и узнаваемости говорящего при согласовании со спектральными характеристиками слухового аппарата [3].

Исследования в направлении расширения частотного диапазона телефонной речи привели к появлению ряда алгоритмов кодирования широкополосного речевого сигнала (ШРС), рассчитанных на использование широкого (WB – Wideband, до 8 кГц), сверхширокого (SWB – Super wideband, до 16 кГц) и полного (FB – Fullband, до 20 кГц) частотных диапазонов [4, 5]. В статье представлен адаптивный многоскоростной кодек

Представлен адаптивный многоскоростной кодек широкополосного речевого сигнала (AMR-WB), использованный Сектором стандартизации Международного Союза электросвязи для кодирования широкополосного речевого сигнала со средней скоростью около 16 кбит/с (Рекомендация G.722.2). AMR-WB кодирует речь в диапазоне частот от 50 Гц до 7 кГц и обеспечивает высокое качество и натуральность речевого сигнала. Кодек функционирует на нескольких скоростях кодирования от 6,6 кбит/с до 23,85 кбит/с. Скорость кодирования может быть изменена на любом кадре длительностью 20 мс. Статья детализирует алгоритмическое описание AMR-WB.

широкополосного речевого сигнала (AMR-WB – Adaptive Multi-Rate Wideband) в варианте, изложенном в Рекомендации МСЭ-Т G.722.2 «Wideband coding of speech at around 16 kbit/s using Adaptive Multi-Rate Wideband».

Общая характеристика кодека

Кодек реализует технологию гибридного кодирования речи на основе метода линейного предсказания с возбуждением от алгебраического кода (ACELP) [6]. Структурные схемы кодера и декодера со структурой кодового слова представлены на рис. 1 и рис. 2 соответственно. Особенности процедур обработки речевого сигнала заключаются в следующем:

- обработка и передача ШРС с диапазоном частот от 50 Гц до 7 кГц;
- предварительная дискретизация ШРС с частотой 16 кГц и представление в формате 14-битной ИКМ, что формирует входной цифровой поток со скоростью передачи 224 кбит/с;
- разделение ШРС на нижнюю (50 Гц – 6400 Гц) и верхнюю (6400 Гц – 7000 Гц) полосы частот с последующим применением отдельных процедур (трактов) их обработки;
- использование процедуры предсказания с целью относительного выравнивания по мощности спектральных составляющих обрабатываемого ШРС в диапазоне частот 50 – 6400 Гц (обеливание речевого сигнала);
- использование традиционной локально-стационарной модели речевого сигнала с длительностью кадра в

20 миллисекунд, при этом кадр входного ИКМ-потокa содержит 320 отсчетов дискретного ШРС, представленных 4480 битами;

- применение режима прерывистой передачи (DTX – Discontinuous Transmission) на основе использования детектора активности речи (VAD – Voice Activity Detector); выходной цифровой поток кодера в режиме паузы содержит информацию о фоновом шуме, необходимую для функционирования генератора комфортного шума декодера, и имеет скорость 1,75 кбит/с;

- моделирование сигнала ошибки предсказания (сигнала возбуждения) суммой масштабированных сигналов (векторов) возбуждения адаптивной и фиксированной кодовых книг;

- разделение кадра ШРС на четыре подкадра длительностью 5 мс с целью определения параметров сигнала возбуждения синтезирующего фильтра линейного предсказания;

- реализация процедуры кратковременного линейного предсказания (STP – Short Term Prediction) с расчетом линейных спектральных пар (ЛСП) на длительности кадра;

- реализация процедуры долговременного линейного предсказания (LTP – Long Term Prediction) на основе определения периода основного тона (ОТ) и его использования в адаптивной кодовой книге;

- структурно-параметрическая степень адаптации;

- использование девяти скоростных режимов кодирования активной речи: 23,85, 23,05, 19,85, 18,25, 15,85, 14,25, 12,65, 8,85 и 6,6 кбит/с; кодовое слово, отображающее кадр речевого сигнала, составляет при этом 477, 461, 397, 365, 317, 285, 253, 177 и 132 бита соответственно; детализация распределения бит кодового слова по кодируемым параметрам текущего кадра ШРС для различных скоростей кодирования представлена в табл. 1; адаптивный выбор режимов кодирования используется для перераспределения информационных ресурсов между процедурами кодирования источника и канального кодирования в зависимости от состояния канала связи и в данной статье не рассматривается;

- активное использование при обработке ШРС стандартных процедур цифровой обработки сигналов (децимации, интерполяции, оконного взвешивания, фильтрации и др.).

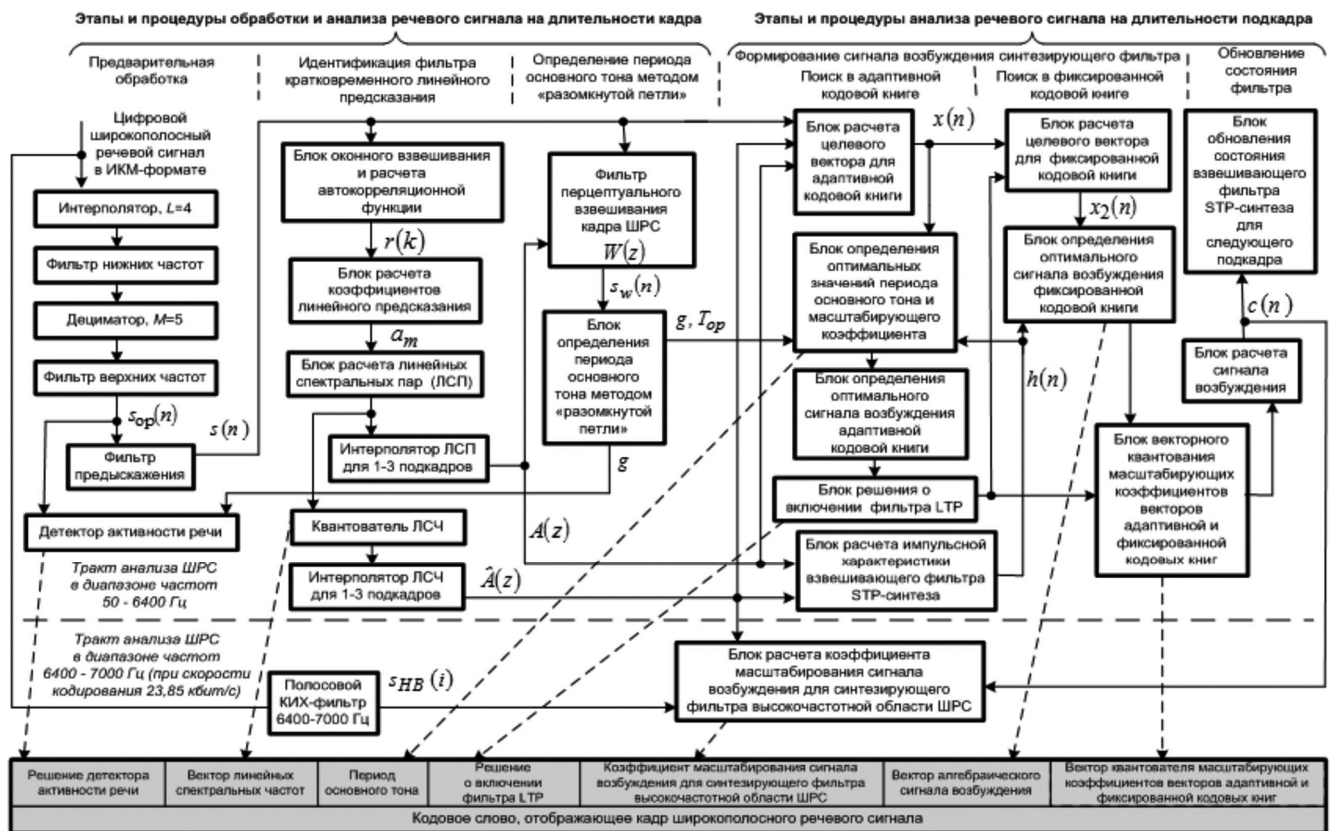


Рис. 1. Структурная схема кодера AMR-WB и структура кодового слова, отображающего кадр широкополосного речевого сигнала

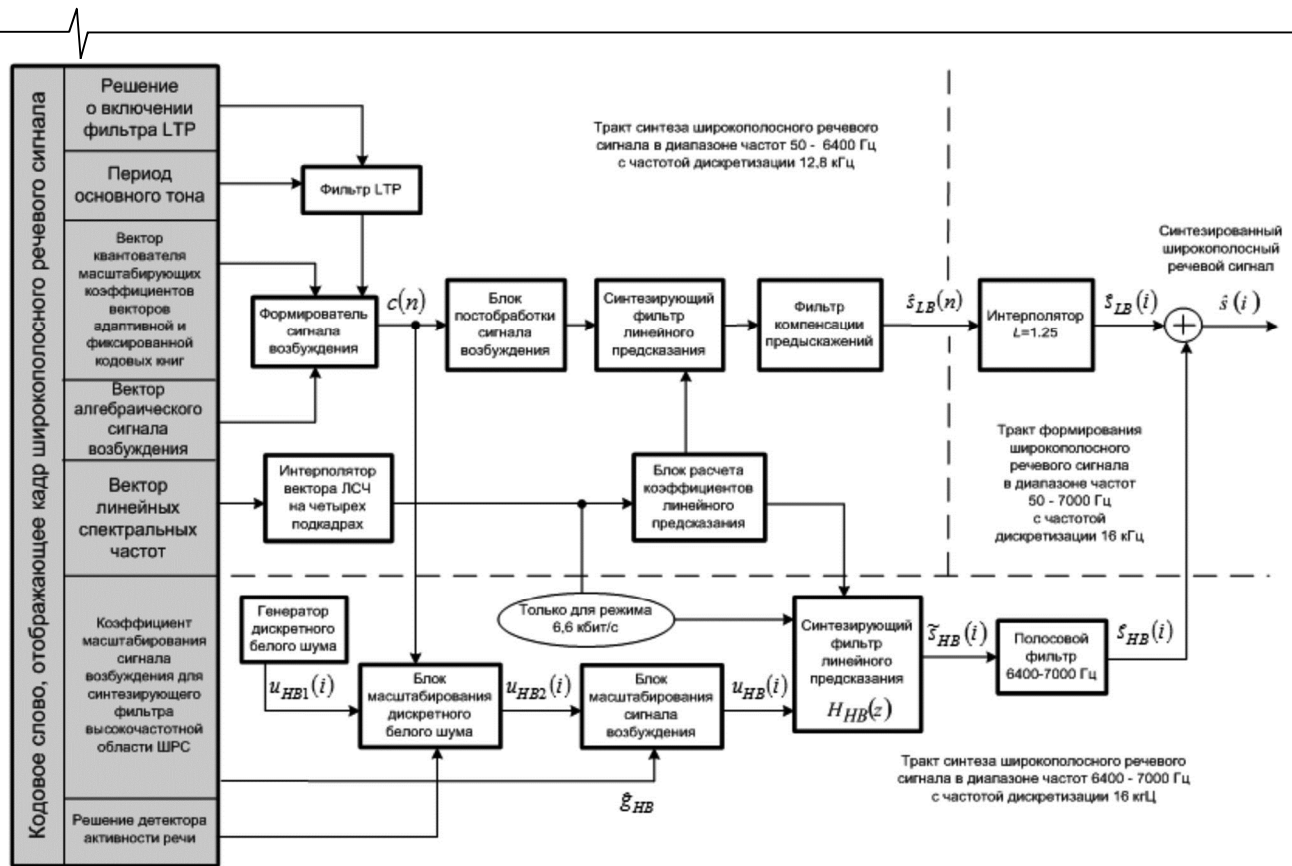


Рис. 2. Структура кодового слова, отображающего кадр ШРС, и структурная схема декодера AMR-WB

Таблица 1. Распределение бит кодового слова кодека AMR-WB по кодируемым параметрам текущего кадра ШРС для различных скоростей кодирования

Кодируемые параметры широкополосного речевого сигнала	Количество бит				
	1-й подкадр	2-й подкадр	3-й подкадр	4-й подкадр	Кадр ШРС
1	2	3	4	5	6
<i>Для скорости кодирования 23,85 кбит/с</i>					
Решение детектора активности речи	–	–	–	–	1
Вектор линейных спектральных частот	–	–	–	–	46
Решение о включении фильтра LTP	1	1	1	1	4
Период основного тона	9	6	9	6	30
Вектор алгебраического сигнала возбуждения	88	88	88	88	352
Вектор квантователя масштабирующих коэффициентов векторов адаптивной и фиксированной кодовых книг	7	7	7	7	28
Коэффициент масштабирования сигнала возбуждения для синтезирующего фильтра высокочастотной области ШРС	4	4	4	4	16
Общее количество бит	109	106	109	106	477
<i>Для скорости кодирования 23,05 кбит/с</i>					
Решение детектора активности речи	–	–	–	–	1
Вектор линейных спектральных частот	–	–	–	–	46
Решение о включении фильтра LTP	1	1	1	1	4
Период основного тона	9	6	9	6	30
Вектор алгебраического сигнала возбуждения	88	88	88	88	352
Вектор квантователя масштабирующих коэффициентов векторов адаптивной и фиксированной кодовых книг	7	7	7	7	28
Общее количество бит	105	102	105	102	461
<i>Для скорости кодирования 19,85 кбит/с</i>					
Решение детектора активности речи	–	–	–	–	1
Вектор линейных спектральных частот	–	–	–	–	46
Решение о включении фильтра LTP	1	1	1	1	4

Период основного тона	9	6	9	6	30
Вектор алгебраического сигнала возбуждения	72	72	72	72	288
Вектор квантователя масштабирующих коэффициентов векторов адаптивной и фиксированной кодовых книг	7	7	7	7	28
Общее количество бит	89	86	89	86	397
<i>Для скорости кодирования 18,25 кбит/с</i>					
Решение детектора активности речи	–	–	–	–	1
Вектор линейных спектральных частот	–	–	–	–	46
Решение о включении фильтра LTP	1	1	1	1	4
Период основного тона	9	6	9	6	30
Вектор алгебраического сигнала возбуждения	64	64	64	64	256
Вектор квантователя масштабирующих коэффициентов векторов адаптивной и фиксированной кодовых книг	7	7	7	7	28
Общее количество бит	81	78	81	78	365
<i>Для скорости кодирования 15,85 кбит/с</i>					
Решение детектора активности речи	–	–	–	–	1
Вектор линейных спектральных частот	–	–	–	–	46
Решение о включении фильтра LTP	1	1	1	1	4
Период основного тона	9	6	9	6	30
Вектор алгебраического сигнала возбуждения	52	52	52	52	208
Вектор квантователя масштабирующих коэффициентов векторов адаптивной и фиксированной кодовых книг	7	7	7	7	28
Общее количество бит	69	66	69	66	317
<i>Для скорости кодирования 14,25 кбит/с</i>					
Решение детектора активности речи	–	–	–	–	1
Вектор линейных спектральных частот	–	–	–	–	46
Решение о включении фильтра LTP	1	1	1	1	4
Период основного тона	9	6	9	6	30
Вектор алгебраического сигнала возбуждения	44	44	44	44	176
Вектор квантователя масштабирующих коэффициентов векторов адаптивной и фиксированной кодовых книг	7	7	7	7	28
Общее количество бит	61	58	61	58	285
<i>Для скорости кодирования 12,65 кбит/с</i>					
Решение детектора активности речи	–	–	–	–	1
Вектор линейных спектральных частот	–	–	–	–	46
Решение о включении фильтра LTP	1	1	1	1	4
Период основного тона	9	6	9	6	30
Вектор алгебраического сигнала возбуждения	36	36	36	36	144
Вектор квантователя масштабирующих коэффициентов векторов адаптивной и фиксированной кодовых книг	7	7	7	7	28
Общее количество бит	53	50	53	50	253
<i>Для скорости кодирования 8,85 кбит/с</i>					
Решение детектора активности речи	–	–	–	–	1
Вектор линейных спектральных частот	–	–	–	–	46
Решение о включении фильтра LTP	8	5	8	5	26
Период основного тона	20	20	20	20	80
Вектор алгебраического сигнала возбуждения	6	6	6	6	24
Общее количество бит	34	31	34	31	177
<i>Для скорости кодирования 6,6 кбит/с</i>					
Решение детектора активности речи	–	–	–	–	1
Вектор линейных спектральных частот	–	–	–	–	36
Решение о включении фильтра LTP	8	5	5	5	26
Период основного тона	12	12	12	12	48
Вектор алгебраического сигнала возбуждения	6	6	6	6	24
Общее количество бит	26	23	23	23	132

**Анализ широкополосного речевого сигнала
в диапазоне частот 50-6400 Гц
Этап предварительной обработки сигнала**

На этапе предварительной обработки текущий кадр исходного цифрового ШРС, представленный в формате 14-битной ИКМ, преобразовывается в цифровой сигнал с диапазоном частот 50-6400 Гц и частотой дискретизации 12,8 кГц последовательным выполнением следующих процедур:

- интерполяции с коэффициентом $L = 4$, повышающей частоту дискретизации до 64 кГц;
- низкочастотной фильтрации с частотой среза 6,4 кГц;
- децимации с коэффициентом $M = 5$, понижающей частоту дискретизации до 12,8 кГц;
- высокочастотной фильтрации фильтром с частотой среза 50 Гц, обеспечиваемой передаточной функцией

$$H_h(z) = \frac{0,989502 - 1,979004 \cdot z^{-1} + 0,989502 \cdot z^{-2}}{1 - 1,978882 \cdot z^{-1} + 0,9799126 \cdot z^{-2}}$$

Сформированный кадр $s_{op}(n), n = 0, 1, 2, \dots, 255$ поступает на детектор активности речи и фильтр предсказания.

Так как спектральная плотность мощности ШРС характеризуется большей неравномерностью (наклоном), чем в узкополосной телефонии, для относительного выравнивания по мощности спектральных составляющих используется предсказание обрабатываемого сигнала нерекурсивным цифровым фильтром первого порядка с передаточной функцией $H_{pre-emph}(z) = 1 - 0,68 \cdot z^{-1}$. Амплитудно-частотная характеристика фильтра представлена на рис. 3.

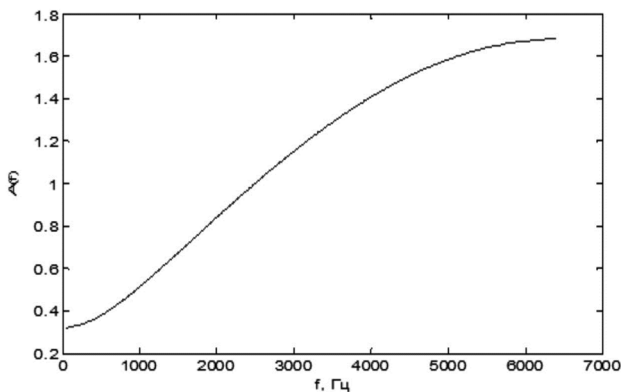


Рис. 3. Амплитудно-частотная функция фильтра предсказания

Таким образом, в результате предварительной обработки формируется кадр речевого сигнала $s(n), n = 0, 1, 2, \dots, 255$ с частотным диапазоном 50 –

6400 Гц, частотой дискретизации 12,8 кГц и относительно плоской спектральной плотностью мощности.

**Этап идентификации фильтра
кратковременного линейного предсказания**

Параметрическая идентификация фильтра STP-анализа осуществляется однократно на длительности кадра и содержит последовательно выполняемые процедуры оконного взвешивания текущего кадра ШРС, расчета его автокорреляционной функции, расчета коэффициентов линейного предсказания, определения и квантования линейных спектральных пар (линейных спектральных частот). Многовариантность представления параметров голосового тракта в этом случае объясняется удобством и меньшей вычислительной сложностью требуемых расчетных операций.

Формирование текущего кадра $s(n)$ осуществляется ассиметричной оконной функцией длительностью 30 мс, представляющей собой комбинацию из двух вариантов обобщенного окна Хэмминга (рис. 4):

$$w(n) = \begin{cases} 0,54 - 0,46 \cos\left(\frac{2\pi n}{2L_1 - 1}\right); & n = 0, \dots, L_1 - 1; \quad L_1 = 256; \\ \cos\left(\frac{2\pi(n - L_1)}{4L_2 - 1}\right); & n = L_1, \dots, L_1 + L_2 - 1; \quad L_2 = 128; \end{cases}$$

при этом обеспечивается перекрытие соседних кадров на 5 мс, как показано на рис. 5.

Для взвешенного кадра $s'(n), n = 0, 1, 2, \dots, 383$ рассчитывается автокорреляционная функция $r(k) =$

$$= \sum_{n=k}^{383} s'(n) \cdot s'(n-k), \quad k = 0, 1, 2, \dots, 16, \text{ по которой алгоритмом Левинсона-Дарбина определяются коэффициенты линейного предсказания (КЛП) 16-го порядка } a_m, m = 1, \dots, 16.$$

Использование для расчета КЛП предсказанного речевого кадра позволяет в дальнейшем получить требуемую СПМ сигнала ошибки квантования.

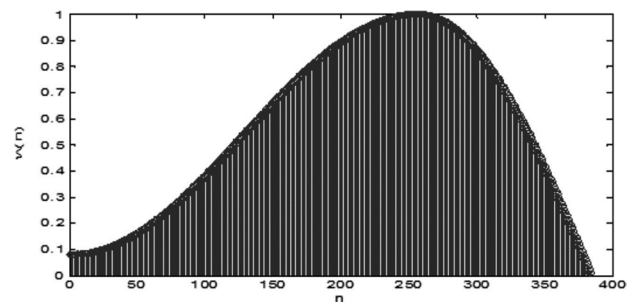


Рис. 4. Оконная функция взвешивания текущего кадра ШРС

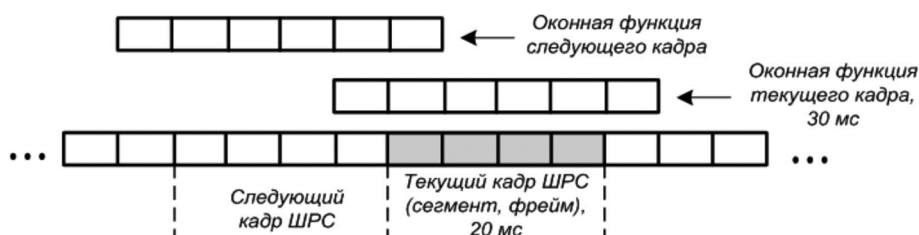


Рис. 5. Принцип оконного взвешивания кадров ШРС с перекрытием

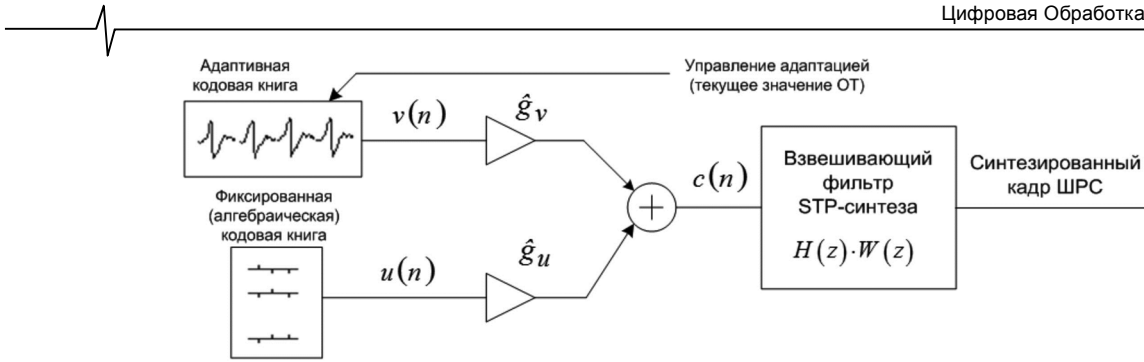


Рис. 6. Модель формирования сигнала возбуждения фильтра STP-синтеза

Конвертация КЛП в линейные спектральные пары (ЛСП) реализована на основе полиномов Чебышева.

В дальнейших процедурах кодирования ШРС используются как неквантованные, так и квантованные линейные спектральные частоты, для их квантования используется комбинация расщеплённого векторного квантования (SVQ – split vector quantization) и каскадного векторного квантования (MSVQ – multistage vector quantization). При этом неквантованные ЛСЧ определяют передаточную функцию анализирующего фильтра линейного предсказания $A(z)$, а квантованные ЛСЧ – её квантованную версию $\hat{A}(z)$. Существенно, что расчётные неквантованные и квантованные ЛСЧ в дальнейшей обработке используются только для четвёртого подкадра текущего кадра, а в первом – третьем подкадрах используются значения, полученные линейной интерполяцией ЛСЧ смежных кадров.

Этап формирования сигнала возбуждения для синтезирующего фильтра линейного предсказания

Модель сигнала возбуждения синтезирующего фильтра

Значимость оптимального выбора сигнала возбуждения для требуемого качества синтезированной речи подтверждается долей информационных ресурсов (размерности кодового слова), выделяемых для его двоичного представления: от 71,97 % при скорости кодирования 6,6 кбит/с до 89,8 % при скорости кодирования 23,05 кбит/с (табл. 1). Формирование сигнала возбуждения для различных скоростей кодирования имеет свои особенности, ниже представлены лишь наиболее общие процедуры.

Используемая модель формирования сигнала возбуждения для текущего подкадра ШРС определяется выражением $c(n) = \hat{g}_v \cdot v(n) + \hat{g}_u \cdot u(n)$, $n = 0, \dots, 63$, где \hat{g}_v и \hat{g}_u – квантованные масштабирующие коэффициенты, и представлена на рис. 6.

Непериодическая составляющая $\hat{g}_u \cdot u(n)$ сигнала возбуждения формируется масштабированием сигналов (векторов, кодовых слов) $u(n)$, содержащихся в фиксированной кодовой книге, построенной по алгебраическому принципу.

Периодическая (тоновая) составляющая $\hat{g}_v \cdot v(n)$ сигнала возбуждения формируется масштабированием векторов $v(n)$ адаптивной кодовой книги, которые

определяются для каждого подкадра анализа с учётом текущего значения периода основного тона.

Определение периода основного тона

Определение периода ОТ, соответствующего текущему кадру ШРС, осуществляется в два этапа:

на первом этапе определяется «грубое» значение периода ОТ методом «разомкнутой петли»;

на втором этапе методом «замкнутой петли» уточняется ранее полученное «грубое» значение.

Анализ методом «разомкнутой петли» осуществляется на длительности 20 мс (при скорости кодирования 6,6 кбит/с) или 10 мс (в других скоростных режимах) на основе анализа кадра ШРС $s_w(n)$, формируемого фильтром перцептуального взвешивания. Процедура перцептуального взвешивания традиционно нацелена на перенос шумов квантования речевого сигнала в формантные области, что обеспечивает маскировку указанных шумов и улучшает слуховое восприятие речи. В рассматриваемом кодере с учётом значительного наклона СПМ широкополосного речевого сигнала процедура перцептуального взвешивания осуществляется последовательным выполнением следующих операций:

– относительным выравниванием СПМ речевого сигнала фильтром предсказания $H_{pre-emph}(z)$;

– расчётом коэффициентов линейного предсказания по предсказанному ШРС;

– использованием модифицированного фильтра перцептуального восприятия с передаточной функцией

$$W(z) = \frac{S_w(z)}{S(z)} = A(z/\gamma_1) \cdot H_{de-emph}(z),$$

где $A(z)$ – передаточная функция анализирующего фильтра линейного предсказания, сформированная на основе КЛП a_m , полученных конвертацией из неквантованных значений ЛСП, и отображающая формантную структуру текущего кадра;

– $\gamma_1 = 0,92$ – коэффициент перцептуального взвешивания;

– $H_{de-emph}(z) = H_{pre-emph}^{-1}(z) = \frac{1}{1 - 0,68 \cdot z^{-1}}$ – передаточная функция фильтра, устраняющего предсказание

исходного ШРС.

Тогда

$$W(z) = A(z/\gamma_1) \cdot H_{de-emph}(z) = 1 + \sum_{m=1}^{16} a_m \cdot \left(\frac{z}{0,92}\right)^{-m} \times$$



Рис. 7. Модель реализации двухэтапной процедуры анализа через синтез

$$\times \frac{1}{1 - 0,68 \cdot z^{-1}}.$$

Таким образом, на выходе фильтра перцептуального взвешивания формируется сигнал

$$s_w(n) = s(n) + \sum_{m=1}^{16} a_m \cdot 0,92^m \cdot s(n-m) + 0,68 \cdot s_w(n-1),$$

$$n = 0, \dots, L-1,$$

где длительность L соответствует 256 или 128 отсчетам.

Для уменьшения вычислительной сложности расчета периода ОТ предварительно используется децимация сигнала $s_w(n)$ с коэффициентом $L=2$, при этом в дециматоре используется КИХ-фильтр 4-го порядка. Выходной сигнал $s_{wd}(n)$ дециматора содержит 128 или 64 отсчета на длительности кадра.

На заключительном этапе метода «разомкнутой петли» на основе анализа взвешенной автокорреляционной функции $C(d)$ сигнала $s_{wd}(n)$ в диапазоне от 17Т до 115Т (что соответствует диапазону частот основного тона примерно от 56 Гц до 377 Гц) определяется «грубое» значение T_{op} периода ОТ и коэффициент масштабирования g , соответствующие процедуре долговременного линейного предсказания (LTP).

Процедура анализа через синтез

Для определения оптимальных сигналов (векторов) возбуждения в адаптивной и фиксированной кодовых книгах (КК) используется процедура анализа через синтез, в которой в качестве синтезирующего фильтра применяется взвешивающий фильтр STP-синтеза с передаточной функцией

$$H(z) \cdot W(z) = A(z/\gamma_1) \cdot H_{de-emph}(z) / \hat{A}(z),$$

где $H(z) = 1/\hat{A}(z)$ – передаточная функция фильтра STP-синтеза, определенная по квантованным КЛП (ЛСЧ). Импульсная характеристика $h(n)$ взвешивающего фильтра STP-синтеза рассчитывается для каждого подкадра ШРС фильтрацией вектора коэффициентов КИХ-фильтра с передаточной функцией $A(z/\gamma_1)$, дополненного нулями, последовательно соединенными фильтрами с передаточными функциями $1/\hat{A}(z)$ и $H_{de-emph}(z)$, в дальнейшем она используется в процедурах определения оптимальных сигналов возбуждения

адаптивной и фиксированной кодовых книг. Схематично реализация двухэтапной процедуры анализа через синтез представлена на рис. 7.

Критерием определения оптимальных сигналов возбуждения из адаптивной и фиксированной кодовых книг является минимум среднеквадратической взвешенной ошибки между оригинальной и синтезированной речью. Для каждого этапа реализации процедуры анализа через синтез для этого формируются целевые векторы, характеризующие оригинальный ШРС.

Первый этап анализа через синтез предназначен для определения оптимального вектора адаптивной кодовой книги и обеспечивается переводом переключателей П1 и П2 в положения 1. Целевой вектор $x(n)$, используемый на этом этапе, формируется реакцией взвешивающего фильтра STP-синтеза на сигнал ошибки линейного предсказания текущего подкадра

$$r(n) = s(n) - \sum_{m=1}^{16} \hat{a}_m s(n-m), \quad n = 0, \dots, 63, \quad \text{рассчитанный}$$

по квантованным КЛП (рис. 8).

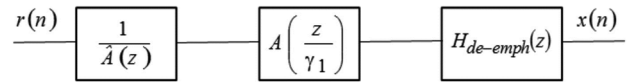


Рис. 8. Формирование целевого вектора $x(n)$

Первоначально в блоке определения оптимальных значений основного тона и масштабирующего коэффициента методом «замкнутой петли» осуществляется дальнейшее уточнение значения периода T_{op} в диапазоне от 34 до 231 периодов частоты 12800 Гц на основе использования целочисленных ($T_{op} \pm 7$) и дробных значений. Адаптация сигналов возбуждения $v(n)$ адаптивной КК реализуется фильтрацией исходных векторов на основе уточненного значения периода ОТ. Существенно, что при обработке ШРС целесообразен частотно-зависимый характер процедуры LTP, с этой целью на завершающем этапе формирования сигналов возбуждения в скоростных режимах 6,6 кбит/с и 8,85 кбит/с используется нерекурсивный ФНЧ с передаточной функцией $B_{LTP}(z) = 0,18 \cdot z + 0,64 + 0,18 \cdot z^{-1}$. При других скоростных режимах критерием принятия решения об использовании или неиспользовании данного фильтра является обеспечение минимальной мощности целевого вектора $x_2(n)$, принятое решение отображается одним битом кодового слова на каждом подкадре анализа, что соответствует 4 битам кодового слова текущего кадра ШРС (табл. 1).

Определение оптимального коэффициента масштабирования сигнала возбуждения адаптивной кодовой книги осуществляется в процессе анализа через синтез в диапазоне значений $0 \leq g_v \leq 1,2$.

Второй этап процедуры анализа через синтез предназначен для поиска оптимального вектора фиксированной кодовой книги и реализуется переводом переключателей П1 и П2 в положения 2. На этапе используется целевой вектор

$$x_2(n) = x(n) - g_v \cdot y(n), \quad n = 0, \dots, 63;$$

где $y(n) = v(n) * h(n)$ – реакция взвешивающего фильтра STP-синтеза на выбранный сигнал возбуждения адаптивной кодовой книги; g_v – неквантованный коэффициент масштабирования вектора адаптивной кодовой книги. Таким образом, из целевого вектора $x(n)$ вычитается реакция взвешивающего фильтра STP-синтеза, обеспечиваемая выбранным вектором сигнала возбуждения адаптивной КК.

Фиксированная кодовая книга относится к классу алгебраических, в различных скоростных режимах имеет различный объём алфавита (табл. 1) и характеризуется следующими особенностями формирования векторов $u(n)$:

– 64-мерные векторы разделяются на 2 (для скорости кодирования 6,6 кбит/с) или 4 (в остальных скоростных режимах) трека (сектора, дорожки) размерностью 32 или 16 отсчетов соответственно;

– в каждом треке, в основном состоящем из нулевых отсчетов, назначается фиксированное количество отсчетов, равных ± 1 ;

– позиции и значения ненулевых отсчетов любого k -го вектора $u_k(n)$ определяются особым («алгебраическим») способом по его номеру k и отображаются на определенных битовых позициях итогового кодового слова; такой способ формирования векторов $u(n)$ требует значительно меньшего объема памяти в отличие от стохастических кодовых книг, в которых кодовые векторы хранятся в табличном виде.

В табл. 2 представлен пример формирования фиксированной кодовой книги для скоростного режима 12, 65 кбит/с. В этом режиме вклад фиксированной кодовой книги в кодовое слово текущего кадра ШРС (табл. 1) составляет 144 бита (по 36 бит для каждого подкадра: для каждого ненулевого отсчета – 4 бита на номер позиции и 1 бит на значение первого ненулевого отсчета в каждом треке).

Одновременно с формированием вектора $u(n)$

определяется оптимальный коэффициент его масштабирования g_u , обуславливающий энергию непериодического компонента $g_u \cdot u(n)$ сигнала возбуждения фильтра STP-синтеза.

Векторное квантование коэффициентов масштабирования

Расчитанные коэффициенты масштабирования g_v и g_u подвергаются процедуре двумерного векторного квантования и отображаются в кодовом слове текущего кадра анализа 24 битами (для режимов 6,6 кбит/с и 8,85 кбит/с) или 28 битами (для остальных режимов). Квантованный сигнал возбуждения синтезирующего фильтра, как показано на рисунке 6, имеет вид

$$c(n) = \hat{g}_v \cdot v(n) + \hat{g}_u \cdot u(n), \quad n = 0, 1, 2, \dots, 63.$$

Этап обновления состояния взвешивающего фильтра STP-синтеза

Расчёт целевого сигнала $x(n)$ для текущего подкадра анализа требует предварительного обновления начального состояния взвешивающего фильтра STP-синтеза. Обновление может быть достигнуто фильтрацией взвешенным фильтром STP-синтеза сигнала, представляющего разность между сигналом ошибки предсказания $r(n)$ и сигналом возбуждения $c(n)$, сформированным по результатам анализа предыдущего подкадра, с сохранением финального состояния фильтров. Такой подход требует тройного последовательного осуществления процедуры цифровой фильтрации фильтрами с передаточными функциями $1/\hat{A}(z)$, $A(z/\gamma)$ и $H_{de-emph}(z)$.

На практике используется упрощенная процедура обновления, требующая однократного применения процедуры фильтрации:

– фильтрацией фильтром с передаточной функцией $1/\hat{A}(z)$ при сигнале возбуждения $c(n)$, полученном по результатам анализа предыдущего подкадра, формируется кадр синтезированной речи $\hat{s}(n)$;

– очевидно, что разностный сигнал $e(n) = s(n) - \hat{s}(n)$ эквивалентен требуемой разности $r(n) - c(n)$, при этом начальное состояние фильтра $1/\hat{A}(z)$ определяется значениями сигнала $e(n)$, $n = 48, 49, \dots, 63$;

Таблица 2. Формирование векторов $u(n)$, $n = 0, 1, 2, \dots, 63$ фиксированной кодовой книги для скоростного режима 12,65 кбит/с

Номер трека	Номера ненулевых отсчетов	Потенциальные позиции n ненулевых отсчетов в треках вектора $u(n)$
1	i_0, i_4	0, 4, 8, 12, 16, 20, 24, 28, 32, 36, 40, 44, 48, 52, 56, 60
2	i_1, i_5	1, 5, 9, 13, 17, 21, 25, 29, 33, 37, 41, 45, 49, 53, 57, 61
3	i_2, i_6	2, 6, 10, 14, 18, 22, 26, 30, 34, 38, 42, 46, 50, 54, 58, 62
4	i_3, i_7	3, 7, 11, 15, 19, 23, 27, 31, 35, 39, 43, 47, 51, 55, 59, 63

– обновление состояния фильтра $A(z/\gamma) \cdot H_{de-emph}(z)$ может быть достигнуто фильтрацией сигнала $e(n)$ с формированием сигнала взвешенной ошибки $e_w(n)$; однако указанный сигнал может быть получен расчетным путём:

$$e_w(n) = x(n) - \hat{g}_v \cdot y(n) = \hat{g}_u z(n)$$

где $z(n) = u(n) * h(n)$ – реакция взвешивающего фильтра STP-синтеза на выбранный сигнал возбуждения фиксированной кодовой книги; при этом начальное состояние фильтра $A(z/\gamma) \cdot H_{de-emph}(z)$ определяется значениями сигнала $e_w(n)$, $n = 48, 49, \dots, 63$.

Анализ широкополосного речевого сигнала в диапазоне частот 6400 – 7000 Гц

Тракт анализа речевого сигнала с диапазоном частот от 6400 Гц до 7000 Гц используется только в скоростном режиме 23,85 кбит/с и формируется цифровым полосовым фильтром с конечной импульсной характеристикой, работающим на частоте дискретизации 16 кбит/с. Сигнал $s_{HB}(i)$ с выхода фильтра поступает на блок расчёта коэффициента масштабирования g_{HB} , назначение которого обусловлено используемым в декодере AMR-WB способом синтеза высокочастотной части ШРС (рис. 2), предусматривающим последовательное выполнение следующих процедур:

– генерирование дискретного сигнала белого шума $u_{HB1}(i)$, $i = 0, 1, \dots, 79$ с частотой дискретизации 16 кГц;

– формирование шумового сигнала $u_{HB2}(i)$ на основе выравнивания мощностей сигнала $u_{HB1}(i)$ и сигнала возбуждения $c(n)$, используемого для синтеза фильтрующего фильтра в диапазоне частот 50-6400 Гц:

$$u_{HB1}(i) \cdot \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{63} c^2(n)}{\sum_{i=0}^{63} u_{HB1}^2(i)}};$$

– формирование сигнала возбуждения $u_{HB}(i)$ масштабированием сигнала $u_{HB2}(i)$ квантованным коэффициентом \hat{g}_{HB} , неквантованная версия которого рассчитана в декодере:

$$u_{HB}(i) = \hat{g}_{HB} \cdot u_{HB2}(i);$$

– синтез подкадра широкополосного дискретного сигнала $\tilde{s}_{HB}(i)$, $i = 0, 1, \dots, 79$ на основе синтезирующего фильтра

$$H_{HB}(z) = \frac{1}{\hat{A}_{HB}(z)}$$

с последующим выделением цифровым полосовым фильтром высокочастотной составляющей $\hat{s}_{HB}(i)$, $i = 0, 1, \dots, 79$ ШРС с диапазоном частот 6400 – 7000 Гц.

Передаточная функция $\hat{A}_{HB}(z)$ рассчитывается на основе рассчитанных ранее квантованных КЛП (ЛСЧ) с пересчетом частоты дискретизации с 12,8 кГц на 16 кГц:

$$\hat{A}_{HB} z = \hat{A}(z/0,8).$$

Подобное преобразование обеспечивает пересчет частотной характеристики:

$$H_{16}(f) = H_{12,8}\left(\frac{12,8}{16} \cdot f\right),$$

что соответствует отображению частотной области 5,12 – 5,6 кГц фильтра $\hat{A}(z)$ на частотную область 6,4 – 7,0 кГц фильтра $\hat{A}_{HB}(z)$.

Таким образом, очевидно, что реализация в декодере процедуры синтеза речевого сигнала в диапазоне частот 6,4 – 7 кГц требует предварительного определения в кодере коэффициента масштабирования g_{HB} :

$$g_{HB} = \frac{\sum_{i=0}^{63} (s_{HB}(i))^2}{\sum_{i=0}^{63} (s_{HB2}(i))^2},$$

где $s_{HB2}(i)$ – речевой сигнал в полосе частот 6400 – 7000 Гц, синтезированный фильтром с передаточной функцией $H_{HB}(z)$ при возбуждении его сигналом $u_{HB2}(i)$. Квантованное значение \hat{g}_{HB} коэффициента масштабирования, рассчитанное для текущего подкадра в скоростном режиме 23,85 кбит/с, отображается 4-мя битами кодового слова.

Для иных скоростей кодирования ШРС коэффициент g_{HB} кодером не определяется, его значение в декодере рассчитывается автономно по параметрам сегментов активной речи.

Заключение

Анализ процедур, применяемых в представленном кодеке, позволяет сформировать оценку уровня технологий, применяемых для адаптивного кодирования широкополосного речевого сигнала с переменной скоростью в задаче телефонии. Однако следует иметь в виду, что процедуры аналого-цифрового преобразования ШРС продолжают совершенствоваться, а в практику широкополосной телефонии внедряются новые алгоритмы обработки речи. С этой точки зрения значительный интерес для специалистов представляет широкополосный кодек для улучшенного речевого сервиса (EVS – Enhanced Voice Services), разработанный группой исследователей в рамках проекта 3GPP (3rd Generation Partnership Project) [5].

Литература

1. Потапова Р.К. Речь: коммуникация, информатика, кибернетика: Учеб. Пособие для вузов. М.: Радио и связь. 1997. 528 с.
2. Фланаган Д.Л. Анализ, синтез и восприятие речи. Перевод с англ. под редакцией А.А. Пирогова. М.: Связь. 1968. 396 с.
3. ГОСТ Р 50840-95. Передача речи по трактам связи. Методы оценки качества, разборчивости и узнаваемости. 1995. Москва: ИПК издательство стандартов, 1996. 230 с.
4. ITU-T Recommendation G.722.2. Wideband coding of speech at around 16 kbit/s using Adaptive Multi-Rate Wideband (AMR-WB). 2003.
5. 3GPP TS 26.445. Codec for Enhanced Voice Services; Detailed Algorithmic Description (Release 15). 2018.
6. J.-P. Adoul, P. Mabilieu, M. Delprat, and S. Morissette, «Fast CELP coding based on algebraic codes», in Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Int Conf (ICASSP'87), April 1987, pp. 1957-1960.

УДК 621.396

МОДЕЛЬНО-ОРИЕНТИРОВАННОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ АДАПТИВНОГО КОРРЕЛЯТОРА

Бартенев В.Г., профессор, д.т.н., МИРЭА – Российский технологический университет, e-mail: syntaltechno@mail.ru

Бауточко А.В., аспирант в/ч 15644

MODEL-BASED DESIGN OF AN ADAPTIVE CORRELATOR

Bartenev V.G. Bautochko A.V.

A method for developing a programmable device based on Model-Based Design is considered. An example of the use of this method in the development of both a classical correlator with multiplication of signals, accumulation and a fixed threshold, and for an adaptive correlator, for which a patent was recently issued and which provides a constant level of false alarms, is given. For the first time, analytical expressions have been obtained for calculating the false alarm probability for small observation samples. These analytical calculations with their simulation verification are performed in MATLAB, which is a reliable basis for testing the performance of a new adaptive programmable correlation device.

Key words: adaptive correlator, Model-Based Design, multiplication of signals, level of false alarms.

Ключевые слова: адаптивный коррелятор, проектирование модельно-ориентированное, перемножение сигналов, вероятность ложной тревоги.

Введение

В недавно выпущенной книге по модельно-ориентированному проектированию программируемых радиотехнических устройств [1] рассмотрены различные примеры проектирования адаптивных устройств, в том числе и обнаружителей с адаптивным порогом. В данном случае адаптивный порог добавлен в двухканальный корреляционный обнаружитель, что в соответствии с полученным недавно на него патентом, можно рассматривать как важное дополнение к указанной книге.

С чего начнем наше проектирование? Конечно с создания модели корреляторов в MATLAB. В случае нелинейных преобразований радиолокационных сигналов в корреляторах особенно при малых выборках наблюдения возникают большие трудности при использовании моделирования для расчета порогов при малых вероятностях ложных тревог. Моделирование, даже при большом числе испытаний для малых значений вероятностей ложных тревог, не обеспечивает требуемую точность расчетов. В таких случаях может помочь аналитический подход. В данном исследовании впервые получены аналитические выражения, рассчитанные в MATLAB для малых вероятностей ложной тревоги при малых (4,8) выборках наблюдения как для классического коррелятора с перемножением сигналов и накоплением и фиксированным порогом, так и для адаптивного коррелятора, который обеспечивает постоянный уровень ложных тревог. Моделирование в MATLAB при таком раскладе использовалось для верификации результатов аналитических расчетов в допустимых пределах точности расчета вероятностей ложных тревог и для преобразования программы из MATLAB в СИ для программируемого микроконтроллера. Преоб-

Рассмотрен способ разработки программируемого устройства, основанный на модельно-ориентированном проектировании. Приведен пример использования данного способа при разработке как классического коррелятора с перемножением сигналов, накоплением и фиксированным порогом, так и для адаптивного коррелятора, на который недавно был выдан патент и который обеспечивает постоянный уровень ложных тревог. Впервые получены аналитические выражения для расчета вероятности ложной тревоги для малых выборок наблюдения. Эти аналитические расчеты с их верификацией моделированием выполнены в MATLAB, что является надежной основой для проверки работоспособности нового адаптивного программируемого корреляционного устройства.

разованная программа в SIMULINK с помощью HDL кодера позволила реализовать адаптивный коррелятор на FPGA.

Постановка задачи и аналитические расчеты

Если создание модели коррелятора в MATLAB не составляет труда, то основное внимание в данном исследовании было сосредоточено на аналитическом подходе, без которого не рассчитать корректно пороги для вероятности ложной тревоги меньше 0,001.

Как известно, классический корреляционный обнаружитель строится по схеме умножителя-накопителя. Алгоритм работы такого устройства может быть представлен в следующем виде [1]:

$$R = \left| \sum_{j=1}^N Z1_j * Z2_j^* \right| = \sqrt{\left(\sum_{j=1}^N x1_j * x2_j + y1_j * y2_j \right)^2 + \left(\sum_{j=1}^N x2_j * y1_j + x1_j * y2_j \right)^2},$$

где R – огибающая сигнала на выходе умножителя-накопителя, N – число накоплений. $Z1_j = x1_j + iy1_j$, $Z2_j = x2_j + iy2_j$ комплексные выборки наблюдений на входе

умножителя-накопителя, действующие в двух каналах.

Покажем, что такое построение не обеспечивает стабилизацию вероятности ложной тревоги.

Для нахождения распределения R нужно было бы воспользоваться исходным четырехмерным Гауссовым распределением $p_4(x_{1j}, y_{1j}, x_{2j}, y_{2j})$. Мы же используем более простой новый способ нахождения распределение R на основе свойства эллиптической симметрии распределения на выходе умножителя-накопителя [2]. При этом пороги для заданной вероятности ложной тревоги при воздействии белого шума найдем аналитически, а верификацию результатов расчета произведем методом моделирования в MATLAB.

Сначала рассмотрим простейший случай, когда после перемножения не производится накопления, т.е. $N = 1$. Для некоррелированного белого шума распределение произведения двух случайных сигналов с Гауссовым распределением с нулевым средним и дисперсией σ^2 можно получить методом функционального преобразования из исходного двумерного распределения

$$p_2(x_1, x_2) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp(-(x_1^2 + x_2^2)/2\sigma^2), \quad (1)$$

переходя к $x_1 = r/x_2$,

$$p(r) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{dx_2}{x_2} \exp(-(r^2/x_2^2 + x_2^2)/2\sigma^2) = \frac{K_0(r)}{\pi\sigma^2}. \quad (2)$$

Полученное распределение, выраженное через модифицированную функцию Бесселя нулевого порядка $K_0(r)$ (функция Макдональда), относится к частному случаю распределения Лапласа, обладающего свойством эллиптической симметрии. Воспользуемся этим свойством [3].

Для этого сначала найдем характеристическую функцию от полученного одномерного распределения

$$\varphi(u) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{iur} \frac{K_0(r)}{\pi\sigma^2} dr = \frac{1}{\pi\sigma^2 \sqrt{1+u^2}}, \quad (3)$$

тогда двумерное распределение огибающей и фазы на выходе умножителя из одномерного может быть получено следующим образом

$$p(R, \theta) = \int_{-\infty}^{\infty} J_0(Ru) \frac{udu}{\pi\sigma^2 \sqrt{1+u^2}} = \frac{K_0(R)}{2\pi\sigma^2}. \quad (4)$$

Усредняя по фазе θ от 0 до 2π , получаем искомое распределение огибающей шума на выходе умножителя без накопления

$$p(R) = \frac{RK_0(R)}{\sigma^2}. \quad (5)$$

Вероятность ложной тревоги, как вероятность превышения порога $R_{\text{ПОР}}$ огибающей R можно получить, интегрируя

$$F(R_{\text{ПОР}}) = \int_{R_{\text{ПОР}}}^{\infty} K_0(R) \frac{RdR}{\sigma^2} = \frac{R_{\text{ПОР}} K_1(R_{\text{ПОР}})}{\sigma^2}. \quad (6)$$

Моделирование

Для проверки полученного выражения сравнивались аналитические расчеты в MATLAB с результатами моде-

лирования умножителя в MATLAB. Результат представлен в виде графика на рис. 1, который подтверждает совпадение моделирования и аналитических расчетов.

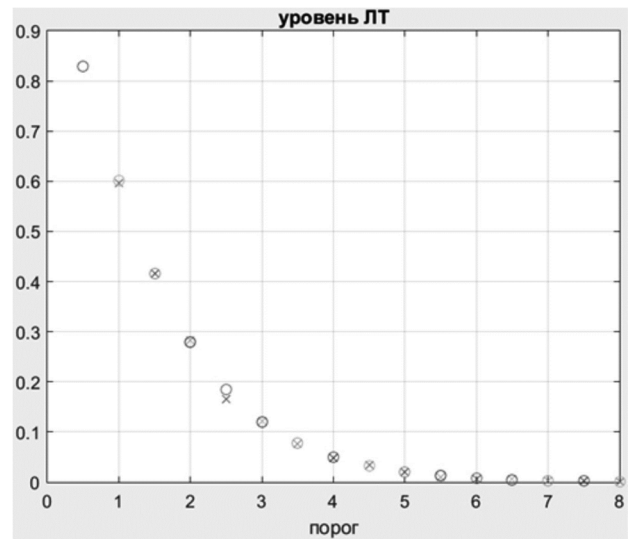


Рис.1 Вероятности превышения порога огибающей шума для $N = 1$ и $\sigma^2 = 1$ для моделирования (о) и аналитически (x)

Усложним задачу, рассмотрев дополнительно накопление N множителей и произвольную мощность шума σ^2 . Используя ту же методику на основе свойств эллиптической симметрии распределений, при которой усложнение отразится на характеристической функции. Теперь для независимых N множителей будет использовано произведение N характеристических функций. В результате всех преобразований получим выражение для вероятности ложной тревоги

$$F(R_{\text{ПОР}}) = \frac{(R_{\text{ПОР}} / \sigma^2)^N K_N(R_{\text{ПОР}} / \sigma^2)}{2^{N-1} \Gamma(N)}. \quad (7)$$

Для проверки полученного выражения сравнивались аналитические расчеты в MATLAB с помощью функции `besselk` протестированной с помощью справочника [4] и полученные моделированием в MATLAB умножителя-накопителя. Результат представлен в виде графиков на рис. 2 и рис. 3 соответственно для $N = 4$ и $N = 8$, которые подтверждают совпадение моделирования и аналитических расчетов. В выражение (7) входит гамма функция, модифицированная функция Бесселя порядка N и мощность шума σ^2 . Откуда следует, что вероятность ложной тревоги зависит от мощности шума σ^2 . Иными словами, такой коррелятор не обеспечивает стабилизацию ложных тревог.

Именно поэтому и было предложено производить оценку мощности шума, и с учетом этой оценки ввести адаптивный порог для стабилизации вероятности ложной тревоги. Воспользуемся материалами недавно полученного патента на «Способ адаптивного обнаружения по корреляционному признаку» [5].

Необходимую оценку мощности шума в двух каналах производят так

$$z_1 = \sum_{i=1}^{N-1} \text{Re}(Z_{1i}) \text{Re}(Z_{1i}) + \text{Im}(Z_{1i}) \text{Im}(Z_{1i}); \quad (8)$$

$$z_2 = \sum_{i=1}^{N-1} \text{Re}(Z_{2i}) \text{Re}(Z_{2i}) + \text{Im}(Z_{2i}) \text{Im}(Z_{2i}).$$

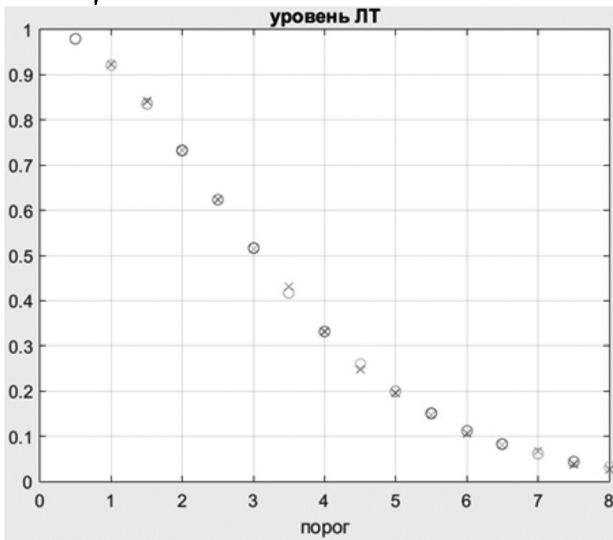


Рис. 2. Вероятности превышения порога огибающей шума для $N = 4$ для моделирования (o) и аналитически(x)

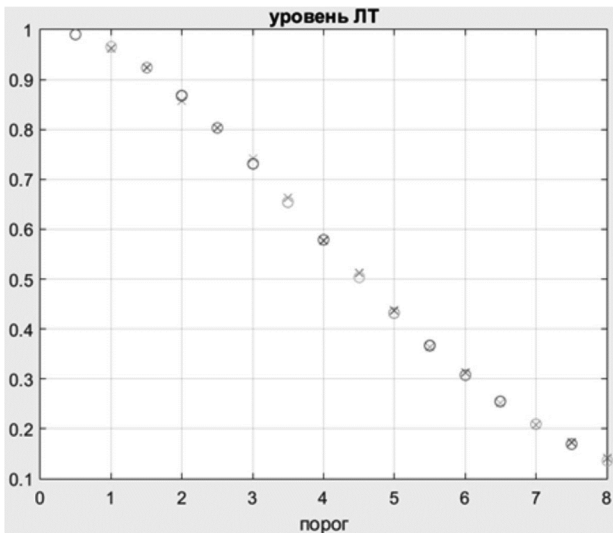


Рис. 3. Вероятности превышения порога огибающей шума для $N = 8$ для моделирования (o) и аналитически(x)

Суммирование оценок мощности $Z_s = (z_1 + z_2)$ и умножение на коэффициент, определяющий вероятность ложной тревоги α , позволяет сделать порог адаптивным $R > \alpha Z_s$.

Считая независимыми оценки модуля коэффициента корреляции и оценки мощности шума можно получить выражение для вероятности ложной тревоги предложенного адаптивного коррелятора, взяв двойной интеграл:

$$F(\alpha) = \int_0^\infty P(Z_s) dZ_s \int_{\alpha Z_s}^\infty P(R) dR. \tag{9}$$

Учитывая, что оценка мощности Z_s имеет распределение χ^2 , вероятность ложной тревоги $F(\alpha)$ примет вид

$$F(\alpha) = \int_0^\infty \frac{Z_s^N - 1 e^{-Z_s/2\sigma^2}}{\Gamma(N)(2\sigma^2)^N} (\alpha Z_s / \sigma^2)^N K_N(\alpha Z_s / \sigma^2) \frac{dZ_s}{\Gamma(N)(2)^{N-1}}. \tag{10}$$

После взятия интеграла получаем

$$F(\alpha) = \sqrt{\pi} a^{2N} \Gamma(3N) / 2^{(4N-1)} \Gamma(2N+1/2) \Gamma(N) {}_2F_1 \times, \tag{11}$$

$$\times \left(\frac{3N+1}{2}, \frac{3N}{2}; 2n+1/2; 1-4\alpha^2 \right),$$

где ${}_2F_1$ гипергеометрическая функция. Полученное выражение (7) говорит о главном – в нем не присутствует мощность шума σ^2 . Ниже приводится таблица порогов для корреляторов с фиксированным порогом (два левых столбца) и с адаптивным порогом (два правых столбца) при разных ложных тревогах и разных N . Здесь представлены впервые полученные точные результаты для разных вероятностей ложной тревоги и малых выборок наблюдения.

Таблица 1

N	4	8	4	8
10^{-1}	6,196	8,674	0,474	0,474
10^{-4}	15,684	20,093	2,2045	2,2045

Для проверки полученного выражения сравнивались аналитические расчеты в MATLAB и полученные моделированием в MATLAB умножителя-накопителя с адаптивным порогом. Результат представлен в виде графиков на рис. 4 и рис. 5 соответственно для $N = 4$ и $N = 8$, которые подтверждают совпадение моделирования и аналитических расчетов.

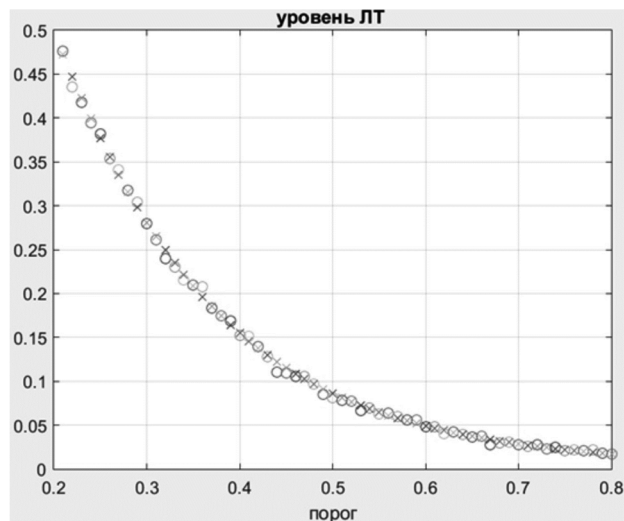


Рис. 4. Вероятности превышения порога огибающей шума для $N = 4$ для моделирования (o) и аналитически(x) в адаптивном корреляторе

Завершающим этапом моделирования стала реализация адаптивного коррелятора на FPGA семейства Cyclone IV (рис. 6). В данном случае для чипа EP4C6E22C8N.

Для правильной работы модели на FPGA необходимо было переделать модель SIMULINK, а именно привести модель к единому тактовому генератору, а также посчитать необходимое количество тактов на выполнение расчета одного значения и отправки его по UART на компьютер.

Модель состоит из: блока «синхронизатор», обеспечивающего синхронизацию всей модели относительно входного тактового сигнала, блока «квадратуры кана-

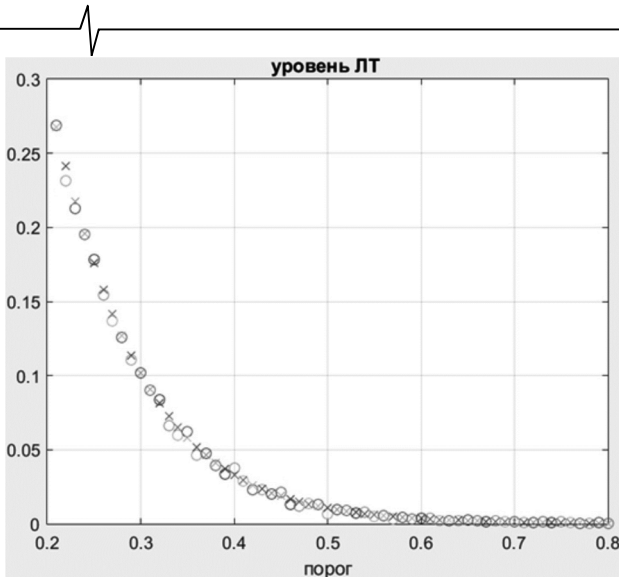


Рис. 5. Вероятности превышения порога огибающей шума для $N = 8$ для моделирования (o) и аналитически(x) в адаптивном корреляторе

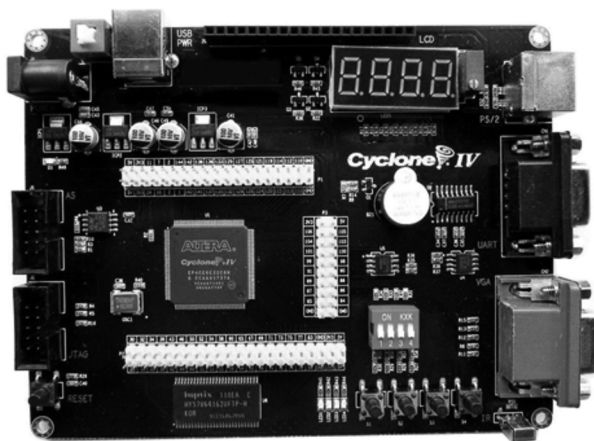


Рис. 6. Отладочная плата Cyclone IV EP4CE6E22C8N

лов», выполняющего выборку наблюдений, блока корреляционной обработки, блока «расчет адаптивного

порога» и блока «вычисления уровня ложных тревог». Временная диаграмма работы модели относительно входного тактового сигнала представлена на рис. 7.

Синхронизатор отсчитывает четыре периода тактовой частоты, что соответствует четырем выборкам наблюдения. После каждой выборки выполняется корреляционная обработка и в последующем расчет вероятности ложной тревоги с накоплением результата относительно основного тактового сигнала. По достижению четырех выборок наблюдения производится сброс блока вычисления уровня ложных тревог и берутся следующие четыре выборки наблюдения.

Теперь, когда модель привязана к тактовому сигналу, преобразуем её в язык описания аппаратуры Verilog при помощи HDL Coder. Для этого произведем необходимые настройки в панели HDL Workflow Advisor.

Полученный код на языке Verilog применим в создании проекта в среде Quartus (Quartus Prime 20.1) Lite Edition для нашей отладочной платы семейства Cyclone IV (рис.6). В проекте указываем наши сгенерированные при помощи HDL Coder файлы, а также выбираем чип FPGA EP4CE6E22C8N/. После успешной компиляции производим настройку портов в Pin-planner среды Quartus и завершаем окончательное компилирование проекта. Далее производим прошивку отладочной платы и на экране компьютера видим результат выполнения нашей модели в программе Terminal.

Полученные результаты подтверждают правильность работы нашего устройства и соответствуют результатам, представленным в тексте.

Заключение

Подведем итог рассмотрению модельно-ориентированного проектирования адаптивного коррелятора. Прежде всего обращаем внимание читателя на то, что в статье изложены новые результаты, полученные в ходе исследования адаптивного коррелятора как аналити-

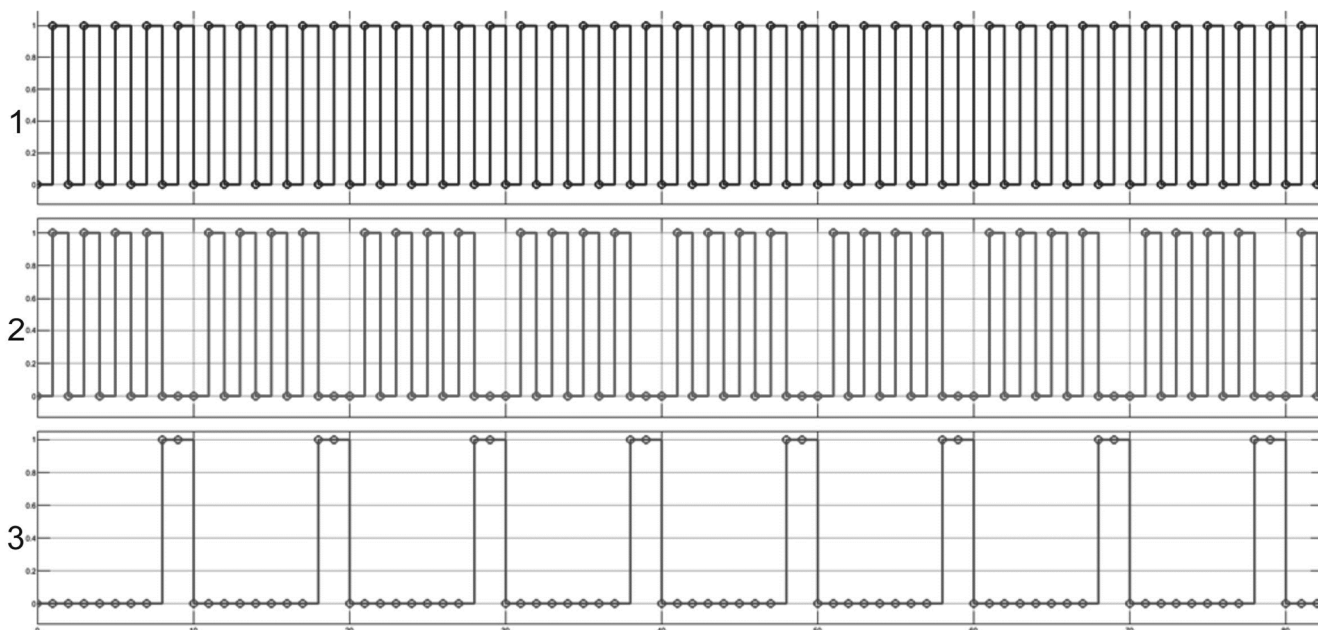
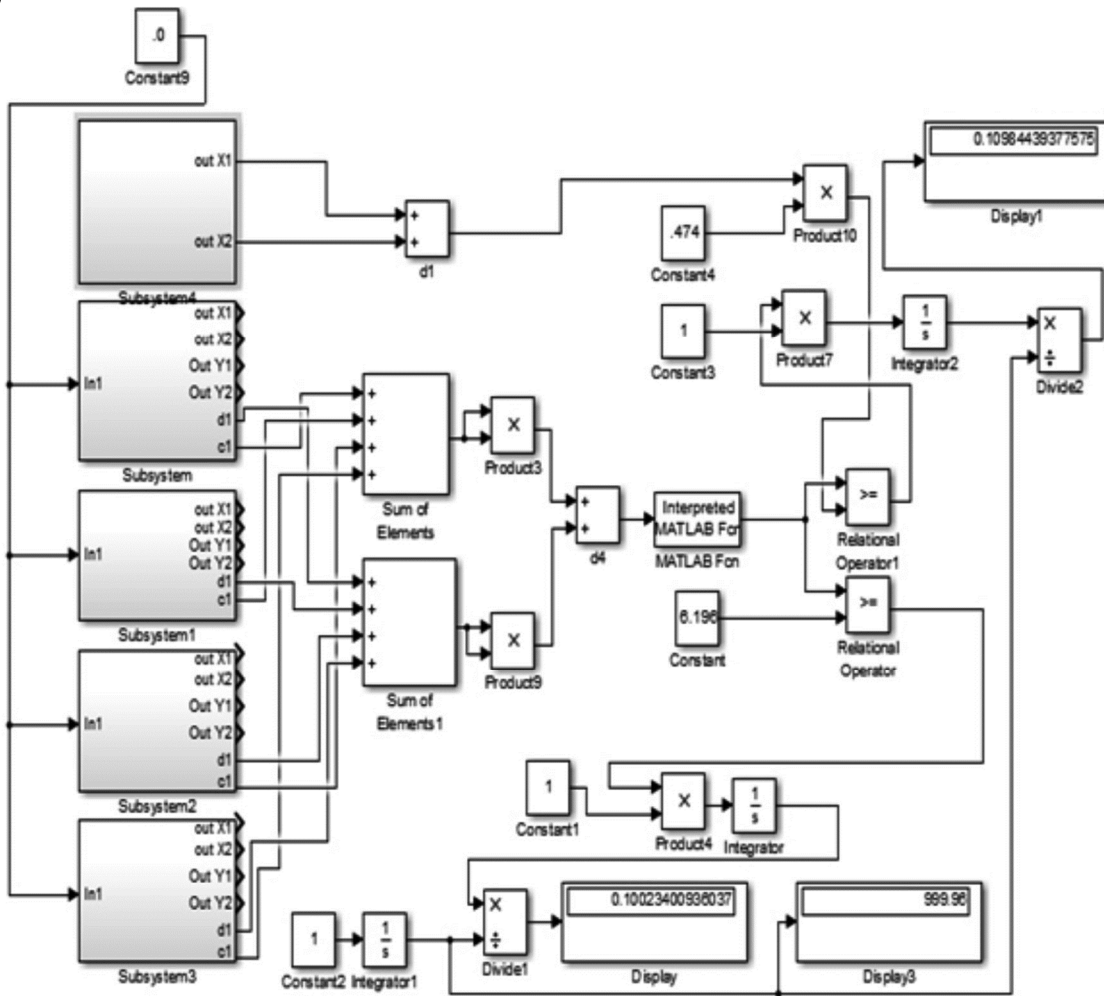


Рис. 7. Временные диаграммы работы модели тактовый сигнал – график 1, сигнал разрешающий выборку – график 2, сигнал сброса счетчика выборок – график 3



чески, так и моделированием. При этом аналитические формулы для верификации модельно-ориентированного проектирования получены в радиолокационной практике впервые. В заключение приведем модель корреляторов в SIMULINK для 4 выборок наблюдения.

Модель Simulink совмещает в себе два корреляционных обнаружителя. На дисплее внизу выводится вероятность ложной тревоги для фиксированного порога, на верхнем дисплее для адаптивного порога. Пороги разные и взяты из таблицы для вероятности ложной тревоги 0,1 и 4 выборок наблюдения. Как видим, модель SIMULINK подтверждает результаты аналитики и моделирования в MATLAB.

Литература

1. Бартенев В.Г. Модельно-ориентированное проектирование программируемых радиотехнических устройств. Практический курс. М.:Горячая линия-Телеком, 2019.
2. Fang K., Kotz S. Symmetric Multivariate and Related Distributions. Chapman & Hall, 1990.
3. Бартенев В.Г., Бартенев М.В. Способ нахождения вероятностных характеристик на выходе нелинейных систем. Цифровая обработка сигналов. 2013. № 4. С. 42-44
4. Справочник по специальным функциям. Под ред. М. Абрамовица и И. Стиган. М. Наука, 1979.
5. Бартенев В.Г. Патент №2743027, по заявке №2019141461 Способ адаптивного обнаружения по корреляционному признаку. Опубликовано ФИПС 12.02.21 Бюл. № 5.

АНАЛИЗ СВОЙСТВ ПРОВЕРОЧНЫХ МАТРИЦ LDPC КОДОВ, ПРЕДНАЗНАЧЕННЫХ ДЛЯ СПУТНИКОВОЙ И КОСМИЧЕСКОЙ СВЯЗИ

Овинников А.А., доцент кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: ovinnikov.a.a@tor.rsreu.ru

Лихобабин Е.А., доцент кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: lihobabin.e.a@tor.rsreu.ru

Харин А.В., н.с. кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: kharin.a.v@tor.rsreu.ru

Исаев М.О., м.н.с. кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: isaev.m.o@tor.rsreu.ru

ANALYSIS OF PROPERTIES OF PARITY-CHECK MATRICES OF LDPC CODES INTENDED FOR SATELLITE AND SPACE COMMUNICATIONS

Ovinnikov A.A., Likhobabin E.A., Kharin A.V., Isaev M.O.

In this paper, the analysis of codes with a low-density parity checks (LDPC) of the currently most common standards of satellite and space communications is carried out. Approaches are considered for the operational evaluation of the coding gain in the area of rapid change in the probability of error from the signal-to-noise ratio, as well as decoding error floor. A comparison of simulation modeling in the communication channel for LDPC codes taken from various standards with two methods of static physics is presented in order to compare relative coding gain and conclusions are drawn about the expediency of using such qualitative assessments. In the area of saturation of the decoding error probability, it is proposed to introduce an indirect criterion for assessing the presence of a slowdown in the decline in the frequency of errors, based on the properties of cycles of different lengths in Tanner graphs. A comparison is made between the extrinsic message degree (EMD) of the simulation results for a number of high-speed MPP codes, $R > 0.5$. The key result of the work is a large set of experimental data, which were obtained on the basis of specialized software developed, among others, by the authors of the publication. In the future, it is planned to continue research in this direction in order to establish clearer patterns linking the properties of codes with the results obtained during simulation.

Key words: channel coding, iterative decoding, low density parity check (LDPC) codes, Tanner graph, girth, Extrinsic Message Degree (EMD), coding gain.

Ключевые слова: помехоустойчивое кодирование, итеративное декодирование, низкоплотностные коды, граф Таннера, обхват графа, связанность циклов графа, энергетический выигрыш от кодирования (ЭВК).

Введение

В настоящее время методы и алгоритмы помехоустойчивого кодирования внедрены практически во все без исключения стандарты связи и передачи данных. Крайне важное значение такие системы имеют в тех случаях, когда требуется обеспечить предельно высокую энергетическую и спектральную эффективность. На сегодняшний день конкурируют между собой три основных класса помехоустойчивых кодов – турбо, коды с малой плотностью проверок (МПП) или низкоплотностные коды (НП), а также полярные коды, причём последние два класса становятся всё более предпочтительными с точки зрения вычислительной сложности алгоритмов декодирования. В тоже время при кодовой длине $n > 1000$ бит и скорости кодирования $R \geq 0,5$ МПП-коды занимают лидирующие позиции и внедрены в такие стандарты, как 5G, Wifi 4-7, DVB-S2(X), CCSDS и многие другие. Стоит отме-

Проводится анализ кодов с малой плотностью проверок (МПП) на чётность из наиболее распространённых в настоящее время стандартов спутниковой и космической связи. Рассматриваются подходы для оперативной оценки энергетического выигрыша от кодирования (ЭВК) в области быстрого изменения вероятности ошибки от отношения сигнал-шум, а также в зоне насыщения ошибки декодирования. Приводится сопоставление имитационного моделирования в канале связи для МПП-кодов, взятых из различных стандартов, с двумя методами статической физики с целью сравнения относительных ЭВК и делаются выводы о целесообразности применения подобного рода качественных оценок. В области насыщения вероятности ошибки декодирования предлагается ввести косвенный критерий оценки наличия замедления спада частоты появления ошибок, основанный на свойствах циклов разной длины в графах Таннера. Приводится сопоставление между минимальными метриками связанности результатами имитационного моделирования для ряда высокоскоростных МПП-кодов, $R > 0,5$. Ключевым результатом работы является большой набор экспериментальных данных, которые были получены на основе специализированного программного обеспечения, разработанного, в том числе, авторами публикации. В дальнейшем планируется продолжить исследование в этом направлении, чтобы установить более чёткие закономерности, связывающие свойства кодов, с результатами получаемыми в ходе имитационного моделирования.

тить, что при фиксированном алгоритме декодирования, который де-факто используется в большинстве аппаратных и программных реализаций дополнительные преимущества в помехоустойчивости можно получить путём изменения структуры проверочных матриц МПП-кодов. В данной работе предлагается анализ таких кодов в привязке к стандартам спутниковой и космической связи по нескольким критериям. Цель исследования состоит в демонстрации текущих показателей современных помехоустойчивых LDPC кодов, а также возможных направлений для их дальнейшего усовершенствования.

Методы и алгоритмы анализа. Постановка задачи

Результатом оценки помехоустойчивости тех или иных кодовых конструкций в системах связи чаще всего выступают зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал-шум (ОСШ). При работе с квантованными по уровню дискретными сигналами наиболее удобными являются показатели цифрового ОСШ вида E_b/N_0 и вероятности битовых и пакетных ошибок. В тоже время получение зависимости $p_b(E_b/N_0)$ по методу Монте Карло требует построения модели системы передачи данных при малых значениях вероятности ошибки и близким к 100 % доверительному интервалу для получения характеристик может быть затрачено очень много времени, а также не определена причина низкой помехоустойчивости или наличие эффекта насыщения ошибки, который часто возникает для итеративно-декодируемых кодов. Таким образом, требуются альтернативные способы анализа, позволяющие выявить причины сравнительно малой корректирующей способности или энергетического выигрыша от кодирования (ЭВК) на различных участках зависимости $p_b(E_b/N_0)$.

Если перейти от описания конкретного помехоустойчивого кода к ансамблю, т.е. отказаться от порождающих и проверочных матриц в пользу весовых распределений ненулевых элементов по строкам и столбцам H -матрицы, то возникает переход к методам асимптотической оценки свойств МПП-кодов. В настоящее время наибольшей эффективностью обладает метод статистической физики, предложенный Ричардсоном и Урбанке в работе [1], который получил название «Эволюции плотности распределения вероятности» (ЭП). Пусть заданы распределения весов столбцов и строк проверочной матрицы, канал с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) с установленным значением ОСШ, а также в качестве информационного сообщения в системе передаётся нулевое кодовое слово, что допустимо при рассмотрении линейных кодов. Суть метода ЭП состоит в пересчёте вероятностей надёжности мягких оценок демодулятора при переходе от одной итерации декодирования к другой. Таким образом, подход, основанный на изменении плотностей распределения вероятности ошибки в процессе итеративного декодирования, позволяет находить такое значение ОСШ, порог декодирования (ПД), при котором для заданного числа итераций декодирования вероятность ошибки стремится к нулю при бесконечно большой длине кодового слова и обозначенных выше ограничениях. Порог декодирования можно интерпретировать как аналог пропускной способности канала в классе итера-

тивного алгоритма декодирования с распространением доверия. Альтернативным способом оценки ПД являются так называемые EXIT диаграммы, основанные на анализе изменения априорной и апостериорной взаимной информации случайных величин при различных весовых распределениях. Применение этого подхода оказывается более удобным и точным [2] по сравнению с методом ЭП, когда граф Таннера помехоустойчивого МПП-кода содержит выкальываемые вершины, а также относительно низкую скорость кодирования $R < 0,5$. Для оценки ПД в EXIT диаграммах используется графический метод, суть которого состоит в определении точки пересечения кривых, описывающих итеративное изменение апостериорной и априорной информации. Наличие единственной общей точки между двумя функциями на графике EXIT диаграммы определяет искомую величину ПД. Аналитическое описание методов ЭП и EXIT диаграмм представлено в работах [1] и [3].

Существенным недостатком рассмотренных подходов к анализу МПП-кодов является игнорирование структуры графа Таннера по циклам и дистантным свойствам кода, что на конечных длинах является важным ограничением. Оценка минимального кодового расстояния, а тем более дистанционного спектра для МПП-кодов, используемых в космической связи чрезвычайно вычислительно затратны. Поэтому требуются альтернативный, в том числе косвенные критерии определения свойств графов Таннера. Существенной проблемой итеративно-декодируемых помехоустойчивых кодов является наличие так называемого эффекта насыщения ошибки декодирования, который проявляется резким замедлением скорости спада зависимости вероятности ошибки от ОСШ. Природа этого эффекта кроется в множестве различных факторов, таких как тип канала связи, алгоритм декодирования, а также способах квантования мягких оценок и внутренних данных декодера. Одним из ключевых факторов, влияющих на уровень насыщения ошибки декодирования, являются подграфы в графе Таннера МПП-кода, состоящие из a и b символьных узлов инцидентных чётному и нечётному числу проверочных узлов соответственного, которые называются множества ловушек (МЛ) или trapping set (TS). При выполнении процедуры мягкого декодирования по алгоритму распространения доверия наличие ошибок в b символьных узлах подграфа, относящегося к категории TS [4] может вызывать неисправимую ошибку, даже если она должны быть исправлена согласно величине минимального кодового расстояния. Сложность анализа топологических связей множеств ловушек для заданных параметров МПП-кода сопоставима с определением дистантных свойств кода, поэтому на практике обычно используют косвенные критерии, к которым относится спектр связанности (ACE spectrum [5]) графа Таннера, а также профиль обхватов [6] – последовательность значений обхвата g_i , $i = 1, 2 \dots$ для частей проверочной матрицы H , состоящей из первых i столбцов. Метрика связанности, являющаяся основой первого из критериев, показывает количество символьных узлов, содержащихся в цикле длины l_i со значением связанности γ_i , которое определяется согласно формуле:

$$\gamma_i = \sum (d_k - 2), k = 1, 2, \dots m.$$



В силу того, что большинство классов множеств ловушек состоит из одного или нескольких циклов, то их анализ в классе нерегулярных МПП-кодов, используемых в стандартах спутниковой и космической связи, фактически позволяет исследовать структуру графа Таннера, а также оценивать взаимосвязь спектра связанности с помехоустойчивостью в области насыщения вероятности ошибки декодирования. Использование спектра связанности показало свою практическую значимость [5], а также по сравнению с профилем обхватов является более информативным, т.к. позволяет оценить для каждого из символьных узлов в графе метрики связанности для циклов разной длины, что точнее отражает ансамбль имеющихся множеств ловушек. Для оценки показателей γ_i требуется предварительно пронумеровать циклы с двудольным графом, что при общем числе вершин порядка 105 и кратно большем числе рёбер в МПП-кодах из стандартов спутниковой и космической связи является сложной задачей как с точки зрения вычислительных затрат, так и требуемой памяти. Поэтому в рамках дальнейшего анализа производилась нумерация только тех циклов, которые для заданной длины обладают минимальным значением $\gamma_i > 1$. Фактически это означает, что в работе рассматривается только часть спектра связанности соответствующая циклам, для которых $\gamma_i > 1$ и минимально. Такой подход обусловлен тем, что наиболее опасные для алгоритма декодирования нерегулярных МПП-кодов множества ловушек чаще всего содержат в своём составе именно такие циклы.

Таким образом, задача анализа МПП-кодов из спутниковых и космических систем связи в представленной работе сводится к применению трёх независимых подходов для определения качественных показателей таких кодовых конструкций и выработки направления для их возможного улучшения. Предлагается использовать следующие методы.

1. Оценка порога декодирования методами ЭП и EXIT диаграммой.
2. Определение минимального спектра связанности циклов в графе Таннера.
3. Имитационного моделирования в канале с АБГШ по методу Монте Карло.

Последний пункт исследования является связующим и интегрирующим звеном для получения интерпретируемого финального результата.

Оценка порога декодирования методами ЭП и EXIT диаграммой

Как было сказано ранее выбор того или иного метода анализа сопряжён с предварительным определением весовых распределений по символьным $\lambda(x)$ и проверочным $\rho(x)$ вершинам в графах Таннера кодов из стандартов CCSDS [7], DVB-S2X [8, 9], а также GMR – 1 [10]. Помимо этого, следует выявить наличие выкалываемых вершин в используемых двудольных графах, т.к. от этого зависит выбор способа оценки порога декодирования. Т.к. выкалываемые вершин графа Таннера присутствуют исключительно в МПП-кодах стандарта CCSDS, то для их анализа применялись EXIT диаграммы, для прочих спецификаций подходит метод ЭП. Используя программные реализации методов ЭП и EXIT диаграммы, рассчитаны значения ПД $((E_b/N_0)_{thr})$, а также вычислены значения предела Шеннона для заданной скорости кодирования $((E_b/N_0)_{lim})$. Разность между этими показателями является мерой асимптотического приближения ансамбля МПП-кодов к границе Шеннона. В табл. 1 представлены результаты расчёта для всех кодовых конструкций из рассматриваемых стандартов. Для удобства анализа кодов по первому критерию данные из первой таблицы сгруппированы во второй таким образом, чтобы сравнение проводилось при фиксированной скорости кодирования. Рассматриваемые стандарты обладают следующим общим множеством кодовых скоростей: 1/2, 2/3, 3/4 и 4/5. С точки зрения минимизации показателя Δ лидирующие

позиции занимают МПП-коды, включённые в состав DVB-S2X и CCSDS. Следует также отметить, что графы Таннера обладающие минимальным числом символьных узлов $n = 128, 256$ и 512 , а также $n = 976$ обладают наилучшими показателями $\Delta = 1,257$ и $\Delta = 1,321$ соответственно.

Стандарты спутниковой и космической связи в значительной степени отличаются по длинам используемых кодовых конструкций, поэтому для корректного сравнения ПД и ЭВК при имитационном моделировании были выбраны проверочные матрицы из спецификаций DVB-S2(X), в которых имеются одинаковые скорости кодирования. В результате анализа результатов измерений значений ПД в табл. 3 для всех кодов со скоростями кодирования $R \geq 1/2$ новое поколение цифрового телевидения превосходит предыдущее по показателю Δ на 0,03 до 0,25 дБ. В то же время для $R < 1/2$ коды стандарта DVB-S2 оказываются более предпочтительными по сравнению с DVB-S2X, хотя преимущество оказывается незначительным и составляет в лучшем случае порядка 0,1 дБ.

Для оценки практической применимости оценок ЭВК методами статистической физики было проведено имитационное моделирование в канале с аддитивным белым гауссовским шумом. Двоичная фазовая модуляция была взята за основу модели, в качестве оценок принимаемых решений использовали логарифмические отношения правдоподобия, а декодирование МПП-кодов проводилось по алгоритму распространения доверия с ограничением на максимальное число итераций в 50. При фиксированной скорости, длине кода и числе итераций декодирования сравнивались коды из стандартов DVB-S2 и DVB-S2X. В соответствии с рис. 1 значения ПД, полученные методами статистической физики, достаточно точно согласуются с результатами имитационного моделирования, что говорит о целесообразности их применения для кодов длиной более 16000 бит. В силу того, что между стандартами спутниковой и космической связи нет полного соответствия по параметрам помехоустойчивых кодов второй эксперимент был проведён при фиксированной скорости кодирования $R = 1/2$ и длине блока $N \sim 1000$ бит для проверочных матриц, полученных из спецификаций CCSDS и GMR-1. Разница в ПД равная 0,886 при моделировании по методу Монте Карло при обозначенных выше начальных установках преобразуется согласно рис. 2 к несколько иному виду, по сравнению с кодами семейства DVB-S2. Уменьшение параметра Δ изменяет угол наклона зависимости вероятности битовой ошибки p_b от отношения сигнал-шум. Однако, для более детального изучения возникающего эффекта требуется проанализировать большее количество графиков, что затруднительно сделать для рассматриваемых ансамблей кодов.

Определение минимального спектра связанности циклов в графе Таннера

Любой цикл в графе Таннера обладает метрикой связанности, поэтому при наличии алгоритма нумерации циклов возможно считать этот параметр для каждого из циклов. Цель настоящего исследования заключается в сопоставлении обхвата и спектра метрик связанности с наличием насыщения вероятности ошибки на соответствующих характеристиках помехоустойчивости МПП-кодов. Определение параметра γ_i для циклов длиной 12 и более является крайне ресурсоёмкой задачей. Известные алгоритмы нумерации циклов предлагают различные компромиссы между вычислительными затратами и памятью, однако все они не позволяют за разумное время на персональном компьютере провести анализ вплоть до $g_i = 22$ и более. Поэтому было принято решение ввести принципиальное ограничение – оценивать исключительно минимальные показатели γ_i для всех интересующих циклов. Кроме

Таблица 1. Сопоставление предельной эффективности декодирования для заданной скорости кодирования с показателем ПД для МПП-кодов из стандартов CCSDS, DVB-S2 и GMR-1

Стандарт	Длина кодового слова, n	Скорость кодирования, R	Предел Шеннона для заданной скорости кодирования, $(E_b/N_0)_{lim}$	Порог декодирования, $(E_b/N_0)_{thr}$	$\Delta = (E_b/N_0)_{thr} - (E_b/N_0)_{lim}$
CCSDS	2048 – 32768	1/2	0,187	0,622	0,435
	1536-24576	2/3	1,059	1,464	0,405
	1280-20480	4/5	2,04	2,418	0,378
	8160	7/8	2,838	3,355	0,517
	128, 256, 512	1/2	0,187	1,444	1,257
DVB-S2	64800	1/4	-0,794	0,404	1,198
		1/3	-0,495	0,3358	0,8308
		2/5	-0,238	0,3707	0,6087
		1/2	0,187	0,7527	0,5657
		3/5	0,679	1,1487	0,4697
		2/3	1,059	1,6247	0,5657
		3/4	1,626	2,0734	0,4474
		4/5	2,04	2,4194	0,3794
		5/6	2,362	2,7357	0,3737
		8/9	3,033	3,4814	0,4484
	9/10	3,1977	3,6336	0,4359	
	16200	1/5	-0,963	0,3041	1,2671
		1/3	-0,495	0,2048	0,6998
		2/5	-0,238	0,2935	0,5315
		4/9	0,056	0,6631	0,6071
		3/5	0,679	1,0782	0,3992
		2/3	1,059	1,5493	0,4903
		11/15	1,503	2,0675	0,5645
		7/9	1,8474	2,4065	0,5591
		37/45	2,25	2,701	0,451
8/9		3,033	3,408	0,375	
DVB-S2X	64800	2/9	-0,889	1,1358	2,0248
		13/45	-0,657	0,2306	0,8876
		9/20	-0,0324	0,5023	0,5347
		11/20	0,423	0,839	0,416
		26/45	0,562	0,9633	0,4013
		28/45	0,8	1,2115	0,4115
		23/36	0,894	1,3425	0,4485
		25/36	1,235	1,5873	0,3523
		13/18	1,423	1,7778	0,3548
		7/9	1,8474	2,1723	0,3249
		90/180	0,187	0,6569	0,4699
		96/180	0,342	0,7723	0,4303
		100/180	0,45	0,8782	0,4282
		104/180	0,562	0,9538	0,3918
		116/180	0,926	1,2825	0,3565
		124/180	1,199	1,5208	0,3218
		128/180	1,346	1,6646	0,3186
		132/180	1,5	1,8081	0,3081
	135/180	1,626	1,9403	0,3143	
	140/180	1,847	2,135	0,288	
	154/180	2,606	2,8565	0,2505	
	18/30	0,678	1,0468	0,3688	
	20/30	1,059	1,3869	0,3279	
	22/30	1,5	1,7994	0,2994	
	16200	11/45	-0,813	0,1881	1,0011
		4/15	-0,736	0,0721	0,8081
		14/45	-0,577	0,1505	0,7275
		7/15	0,039	0,4338	0,3948
		8/15	0,342	0,6664	0,3244
		26/45	0,562	0,8841	0,3221
32/45		1,346	1,6561	0,3101	
1/5		-0,963	0,3295	1,2925	
11/45		-0,813	0,2552	1,0682	
1/3	-0,495	0,3099	0,8049		
GMR-1	976	1/2	0,187	1,508	1,321
	4464			0,972	0,785
	960, 4440	2/3	1,059	1,5244	0,4654
	8880			1,5186	0,4596
	2400	3/4	1,626	2,1235	0,4975
	11136			2,036	0,41
	950 – 11100	4/5	2,04	2,4946	0,4546
	960	9/10	3,1977	3,602	0,4043
1920 – 8880	3,563			0,3653	

Таблица 2. Сравнительный анализ стандартов спутниковой и космической связи по минимуму показателя Δ при фиксированных скоростях кодирования

R	Стандарт	n	$(E_b/N_0)_{lim}$	Δ	Δ_{min}
1/2	CCSDS	2048 – 32768	0,187	0,435	0,435
		128, 256, 512		1,257	
	DVB-S2 DVB-S2X	64800		0,5657	
		976		0,4699	
		4464		1,321	
2/3	CCSDS	1536-24576	1,059	0,405	0,3279
		64800		0,5657	
	DVB-S2	16200		0,4903	
		64800		0,3279	
	GMR-1	960, 4440		0,4654	
		8880		0,4596	
4/5	CCSDS	1280-20480	2,04	0,378	0,378
	DVB-S2	64800		0,4474	
	GMR-1	950 – 11100		0,4546	

Таблица 3. Сравнительный анализ стандартов DVB-S2 и DVB-S2X по минимуму показателя Δ при фиксированных скоростях кодирования

R	Стандарт	n	$(E_b/N_0)_{lim}$	Δ	Δ_{min}
1/3	DVB-S2	64800	-0,495	0,8308	0,6998
		16200		0,6998	
1/2	DVB-S2X	32400	0,187	0,8049	0,4699
		64800		0,5657	
2/3	DVB-S2X	64800	1,059	0,4699	0,3279
		64800		0,5657	
		64800		0,4903	
3/4	DVB-S2X	64800	1,626	0,3279	0,3143
		64800		0,4474	
		64800		0,3143	
3/5	DVB-S2X	64800	0,679	0,4697	0,3688
		16200		0,3992	
		64800		0,3688	
11/15	DVB-S2X*	16200	1,503	0,5645	0,2994
		64800		0,2994	
1/5	DVB-S2X	16200	-0,963	1,2671	1,2671
		32400		1,2925	

* – выбрано значение для скорости кодирования $R = 22/30$.

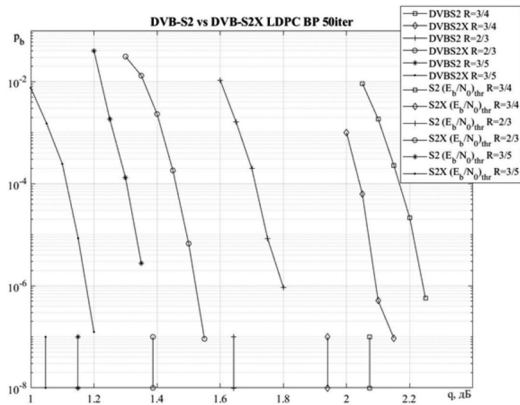


Рис. 1. Зависимости вероятности битовой ошибки от ОСШ в АБГШ канале связи для МПП-кодов из стандартов DVB-S2 и DVB-S2X

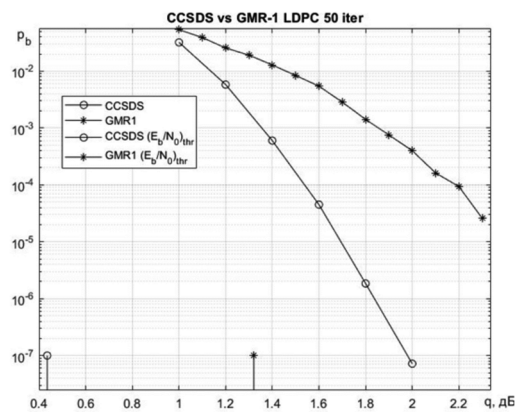


Рис. 2. Зависимости вероятности битовой ошибки от ОСШ в АБГШ канале связи для МПП-кодов из стандартов GMR-1 и CCSDS

того, вводится ограничение на максимальное значение $g_{max} = 22$, в силу большого числа анализируемых кодов и высоких требованиях к памяти выбранного алгоритма нумерации циклов [5]. В табл. 4-8 в зависимости от стандарта, скорости кодирования и длины кода оценены обхваты графов Таннера и минимальные метрики связности для всех циклов от g_{min} до $g_{i,max}$. При этом для каждой проверочной матрицы значение $g_{i,max}$ определяется в индивидуальном порядке в зависимости от общего числа вершин в соответствующем графе Таннера и, как следствие, затратах памяти на нумерацию. В качестве примера рассмотрим первую строку табл. 4, где в столбце

с параметрами $\gamma_{i,min}$ указан вектор следующего содержания: [3, 4, 5, 6, 7, 8, 9]. Значение $\gamma_{0,min} = 3$ оценивается для всех циклов длиной, соответствующей обхвату $g_0 = g_{min} = 6$, далее $\gamma_{1,min} = 4$ рассчитывается для циклов с числом ветвей $g_1 = 8$ и т.д.

Для оценки взаимосвязи между минимальными метриками связности циклов, обхватами и наличием эффекта насыщения ошибки был проведён следующий эксперимент. Из разных стандартов для различных скоростей кодирования были выбраны проверочные матрицы характеризующиеся очень низкими метриками связности, $\gamma_{i,min} \leq 3, i \geq 0$. Параметры моделирования были

выбраны по аналогии с предыдущим пунктом, т.е. вид модуляции – двоичная фазовая, алгоритм декодирования – распространение доверия с максимальным числом итераций 50 и канал связи – АБГШ. На рис. 3 для кодов из стандартов семейства DVB-S2 и DVB-S2X показано, каким образом проявляется эффект на насыщения ошибки. Для сопоставления результатов следует обратиться к характеристикам, представленным для CCSDS кодов [7], где вплоть до вероятности битовой ошибки $p_b = 1e-9$ подобного рода проблем с декодирование не наблюдается. В тоже время представленные на рис. 3 результаты показывают, что прямой зависимости между значениями $\gamma_{i, min}$ и уровнем «полки» не существует, что подтверждается кодом из стандарта DVB-S2X с длиной $N = 16200$ и скорость $R = 26/45$. При сопоставлении векторов $\gamma_{i, min}$ из табл. 6 и 7 видно, что все без исключения значения этого показателя для кода из стандарта DVB-S2X превосходят аналогичные значения для любого из трёх МПП-кодов стандарта DVB-S2. Однако, уровень насыщения ошибок при этом оказывается выше в случае использования проверочной матрицы, полученной из спецификации DVB-S2X, см. рис. 3. Таким образом, рассматриваемый показатель следует

считать косвенным и требующим дополнительных уточнений. В качестве гипотезы для дальнейших экспериментов следует рассмотреть число циклов с минимальным значением метрики связанности, а также определить границу по величине g_{max} , по которой следует выполнять максимизацию элементов вектора $\gamma_{i, min}$.

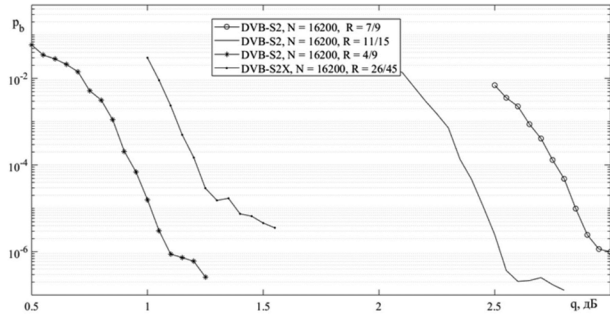


Рис. 3. Зависимости вероятности битовой ошибки от ОСШ в АБГШ канале связи для МПП-кодов из стандартов DVB-S2 и DVB-S2X

Таблица 4. Оценки обхвата графа Таннера и минимальных метрик связанности циклов в кодах стандарта CCSDS

Стандарт	Скорость кодирования	Длина инфо. части, k	Обхват графа Таннера, g	Минимальные метрики связанности, $\gamma_{i, min}$
CCSDS	1/2	64	6	[3, 4, 5, 6, 7, 8, 9]
		128	6	[5, 6, 5, 6, 7, 8, 9]
		256	6	[5, 4, 6, 7, 7, 8, 9]
		1024	6	[9, 4, 4, 4, 4, 5, 5, 5]
		4096	8	[7, 5, 5, 5, 5, 5, 6]
		16384	10	[11, 8, 5, 5, 5, 6]
	2/3	1024	4	[6, 4, 4, 4, 4, 4, 5, 5]
		4096	6	[6, 5, 5, 4, 5, 5, 5]
		16384	6	[7, 5, 6, 5, 5, 5, 5]
	3/4	1024	4	[5, 4, 4, 4, 4, 4, 4]
		4096	4	[6, 5, 5, 5, 4, 5, 5]
		16384	6	[6, 5, 5, 5, 5, 5, 5]
4/5	1024	4	[4, 4, 3, 4, 4, 4]	
	4096	4	[6, 5, 4, 4, 4, 4, 4]	
	16384	4	[6, 5, 5, 5, 5, 5, 5]	

Таблица 5. Оценки обхвата графа Таннера и минимальных метрик связанности циклов в кодах стандарта GMR-1

Стандарт	Скорость кодирования	Длина кода, n	Обхват графа Таннера, g	Минимальные метрики связанности, $\gamma_{i, min}$
GMR-1	1/2	976	4	[8, 4, 6, 4, 4, 4, 4, 4]
		4464		[8, 6, 6, 4, 4, 4, 4, 4]
	2/3	960	4	[12, 3, 2, 2, 2, 2, 2]
		4440	4	[12, 5, 3, 3, 2, 2, 2]
		8880	6	[6, 3, 3, 2, 2, 2, 2]
	3/4	2400	4	[8, 3, 2, 2, 2, 2, 2]
		11136	6	[2, 2, 3, 2, 1]
	4/5	950	4	[8, 1, 1, 1, 2, 1]
		1920	4	[8, 2, 1, 2, 1, 2]
		2400	4	[8, 2, 1, 2, 1, 1]
		4440	4	[8, 2, 2, 2, 2, 2]
		8880	4	[8, 1, 2, 2, 2, 2]
		11100	6	[2, 2, 2, 2, 2]
	9/10	960	4	[4, 1, 1, 1, 1]
		1920	4	[6, 1, 1, 2, 1]
4480		4	[6, 1, 2, 2, 1]	
8880		6	[1, 1, 2, 2]	

Таблица 6. Оценки обхвата графа Таннера и минимальных метрик связанности циклов в кодах стандарта DVB-S2

Стандарт	Скорость кодирования	Длина кода, n	Обхват графа Таннера, g	Минимальные метрики связанности, $\gamma_{i, min}$
DVB-S2	1/2	64800	6	[7, 7, 7, 2, 3, 3, 3]
		64800	8	[20, 11, 13, 12, 4, 3]
	1/3	16200	6	[20, 11, 11, 4, 12, 4, 6]
		64800	8	[11, 21, 11, 3, 11, 12]
	2/3	64800	6	[2, 4, 2, 2, 2]
		16200	6	[12, 2, 2, 3, 2]
	2/5	64800	6	[20, 20, 12, 3, 4, 3]
		16200	6	[20, 12, 11, 4, 11, 3]

	3/4	64800	6	[11, 2, 2, 3, 2]
	3/5	64800	6	[11, 11, 3, 3, 3]
		16200	8	[11, 10, 11, 2]
	4/5	64800	6	[2, 2, 2, 2]
	5/6	64800	6	[12, 2, 2, 2]
	8/9	64800	6	[2, 2, 2, 2, 2]
		16200		
	9/10	64800	6	[2, 2, 2, 2, 2]
	1/5	16200	8	[30, 11, 20, 11, 13, 11]
	11/15	16200	8	[2, 2, 2, 2]
	4/9	16200	6	[12, 7, 8, 3, 3, 3, 3]
	7/9	16200	6	[2, 2, 2, 2, 2]
37/45	16200	6	[2, 2, 2, 2]	

Таблица 7. Оценки обхвата графа Таннера и минимальных метрик связанности циклов в кодах стандарта DVB-S2X, часть 1

Стандарт	Скорость кодирования	Длина кода, n	Обхват графа Таннера, g	Минимальные метрики связанности, γ_{i_min}
DVB-S2X	1/5	32400	6	[22, 22, 22, 13, 14, 13, 12, 12]
	1/3		6	[20, 13, 13, 4, 3, 4, 4, 3, 3]
	11/45		8	[16, 16, 17, 9, 10, 10, 6, 5]
	14/15	16200	8	[16, 16, 17, 12, 9, 10, 4]
	4/15		6	[17, 10, 8, 9, 9, 10, 5, 4]
	7/15		8	[58, 20, 20, 21, 20, 20, 8]
	8/15		6	[66, 23, 23, 23, 7, 3, 3, 3]
	26/45		6	[40, 19, 19, 19, 3, 3, 2, 3]
	32/45		6	[11, 11, 3, 3, 3, 3]
		6	[3, 2, 2, 2, 2, 2]	

Проведение имитационного моделирования по методу Монте Карло требует значительных вычислительных затрат и время для оценки эффекта насыщения ошибки для одного кода при использовании быстрых инструментов анализа [11] может составлять от суток и более в зависимости от выбранного доверительного интервала и, как следствие, числа ошибочно принятых бит на каждую точку вычислительного эксперимента. Ускорение процесса оценки уровня «полки» на зависимостях вероятности ошибки от ОСШ для итеративно декодируемых кодов возможно путём перехода от метода Монте Карло к выборке по значимости [12], что в свою очередь требует создания соответствующего эффективного программного обеспечения.

Заключение

В работе проведён анализ МПП-кодов в привязке к стандартам спутниковой и космической связи по нескольким критериям. Качественными показателями для сравнения были выбраны 3 различные метрики – порог декодирования, минимальный спектр связанности и зависимость вероятности ошибки от ОСШ. В результате исследования для всех кодов из стандартов CCSDS, DVB-S2X и GMR-1 получены весовые распределения по симметричному и проверочным вершинам, а также сопоставлены значения ПД при фиксированной скорости кодирования в привязке к теоретической границе Шеннона. Анализ показал, что наилучшие коды по первому критерию присутствуют в спецификациях CCSDS. Кроме того, с уменьшением параметров R и n наблюдается заметное увеличение показателя Δ . Этот факт говорит о потенциальной возможности для получения новых кодовых конструкций, обладающих меньшим ПД, с особенностями при $R < 0,5$. Во второй части исследования показано, что при повышении показателя γ_{i_min} можно добиться существенного снижения уровня насыщения ошибок декодирования, однако прямая взаимосвязь между этим параметром и положением «полки» на рис. 3 выявлено не было. В дальнейшем необходимо провести более глубокое исследование проблемы медленного снижения вероятности ошибки с ростом ОСШ, используя методы анализа так называемых множеств ловушек [12].

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект 17-79-20302) в Рязанском государ-

ственном радиотехническом университете.

Литература

- Richardson T.J., Shokrollahi M.-A., Urbanke R.L. Design of capacity-approaching irregular low-density parity-check codes. IEEE Transactions on Information Theory, 47(2):619-637, 2001.
- Stephan Ten Brink «Convergence of iterative decoding», ELECTRONICS LETTERS, vol. 35, no. 10, May 1999, pp. 806- 808.
- G. Liva and M. Chiani, «Protograph ldpc codes design based on exit analysis», in Proc. IEEE Globecom, Washington, USA, Nov. 2007, pp. 3250-3254.
- Richardson T. Error floor of LDPC codes. Proc. 41st Allerton Conf. Comm., Control, and Comput., Monticello, IL. 2003, pp. 1426-1435.
- Vukobratovic D., Senk V. Generalized ACE constrained progressive edge-growth LDPC code design. IEEE Communications Letters, 12(1):32-34, 2008.
- Bocharova IE., Johannesson R., Kudryashov B.D. Combinatorial optimization for improving QC LDPC codes performance. In 2013 IEEE International Symposium on Information Theory Proceedings (ISIT), pp. 2651-2655. IEEE, 2013.
- CCSDS, Synchronization and channel coding. recommendation for space data systems standards (No. 2). CCSDS 131. 0-B-2, Washington DC:CCSDS.
- «Digital Video Broadcasting (DVB): Second generation framing structure channel coding and modulation systems for Broadcasting Interactive Services News Gathering and other broadband satellite applications: European», 06 2006.
- «ETSI Standard EN 302 307», Digital Video Broadcasting (DVB); Second Generation Framing Structure Channel Coding and Modulation Systems for Broadcasting Interactive Services News Gathering and Other Broadband Satellite Applications Version 1.3.1, Mar. 2013.
- «GMR-101.202 (ETSI TS 101 376-1-3)», «GEO-Mobile Radio Interface Specifications; Part 1: General Specifications; Sub-part 3: General System Description; GMR-1 01.202».
- <https://aff3ct.github.io>
- E. Cavus, C. Haymes and B. Daneshrad, «Low BER performance estimation of LDPC codes via application of importance sampling to trapping sets», IEEE Transactions on Communications, vol. 57, no. 7, pp. 1886-1888, 2009.